F 1503/3

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

Tomul XXXIV (XXXVIII)

Fasc. 1–4

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ
ENERGETICĂ
ELECTRONICĂ
AUTOMATIZĂRI

1988

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI

L: 041644

Tomul XXXIV (XXXVIII)

Fasc. 1–4

SECŢIA III

ELECTROTEHNICĂ

ENERGETICĂ

ELECTRONICĂ

AUTOMATIZĂRI

1988

COLEGIUL DE REDACŢIE

Prof. dr. CAMELUŢA BELDIE (preşedinte)

Prof. dr. ing. ADRIAN RADU

Prof. dr. ing. M. GAFIŢANU

Conf. dr. ing. D. LIUŢE

Prof. dr. doc. D. MANGERON

Prof. dr. ing. GH. MAXIM

Acad. prof. dr. doc. CRISTOFOR SIMIONESCU

Prof. dr. doc. GH. CHIRIŢĂ

Prof. dr. doc. VALERIU BLIDARU

Această fascicolă a apărut şi cu sprijinul material al Comitetului sindical şi Consiliului U.A.S.C.R. al Institutului politehnic din Iaşi

COMITETUL DE REDACŢIE AL SECŢIEI III. ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

Prof. dr. ing. ALEXANDRU POEATĂ
Prof. dr. ing. MIHAI ANTONIU
Şef lucr. dr. ing. MIHAIL VOICU
Şef lucr. dr. ing. LIVIU GORAŞ

REDACŢIA

Prof. dr. doc. DUMITRU MANGERON (redactor responsabil)

Prof. dr. ing. HUGO ROSMAN (secretar de redacţie)

Asist. ing. ADRIAN ADĂSCĂLIŢEI (redactor)

ECATERINA IRIMIEA (tehnoredactor)

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tomul XXXIV (XXXVIII(,c. Fas 1–4 1988

Secţia III

ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

SUMAR

Pag

F. TRIFAN, O nouă ipoteză privind originea cîmpului magnetic terestru (engl., rez. rom.) 1
H. ROSMAN, Asupra teoremei transferului puterii active maxime printr-un cuadripol general, în regim permanent armonic (franc., rez. rom.) 7
S. MITREA şi A. ADĂSCĂLIŢEI, Asupra amorsării ferorezonanţei serie (engl., rez. rom.) 17
M. VOICU şi O. PĂSTRAVANU, Asupra dimensiunii sistemelor dinamice liniare (engl., rez. rom.) 21
A. CREŢU, E. CREŢU şi R. COCIU, *Q*-metru aperiodic (engl., rez. rom.) . . 27
D. BALAN, T. BALAN şi R. CIOBANU, Influenţa temperaturii asupra parametrilor schemei electrice echivalente a dielectricilor polari lichizi. Caracteristici izotangente (franc., rez. rom.) 33
E. HNATIUC, Asupra funcţionării electromagneţilor monofazaţi de curent alternativ de tip U—I prevăzuţi cu spire în scurtcircuit (franc., rez. rom.) . . 39
N. D. ALEXANDRU, M. L. ALEXANDRU şi P. COTAE, Asupra decodării bifazice (engl., rez. rom.) 43
M. ANTONESCU şi I. ANTONESCU, Sistem pilotat cu microprocesor pentru sortarea termistoarelor unicurbă (germ., rez. rom.). 47
L. DIMITRIU, C. ORIŢĂ şi A. CÂRSTESCU, Sistem multicanal de telecomandă cu radiaţie infraroşie. Receptorul (franc., rez. rom.) 51
M. LUCANU, V. MUNTEANU şi E. CREŢU, Invertor cu dublă alimentare, cu tensiunea de ieşire avînd conţinut redus în armonici (engl., rez. rom.) 55
V. ALEXANDRESCU, Asupra stabilizării optimale a unui sistem electroenergetic complex (franc., rez. rom.) 61
D. IVAS, Asupra posibilităţilor de optimizare a reţelelor de distribuţie prin determinarea locului şi mărimii bateriilor de condensatoare (germ., rez. rom.) 67
I. POPESCU, D. BĂRBULESCU, I. ZAHARIA şi A. ADĂSCĂLIŢEI, Asupra circulaţiei curenţilor armonici în reţelele electrice care alimentează receptoare neliniare (franc., rez. rom.) 73
GH. CÎRŢINĂ, Prognoza pe termen scurt a consumului de energie electrică (franc., rez. rom.) 79
RECENZII 85

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Tom XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1–4 1988

Section III

ELECTROTECHNICS. ENERGETICS. ELECTRONICS. AUTOMATION

CONTENTS

Pp.

F. TRIFAN, A New Hypothesis concerning the Origin of the Earth Magnetic Field (English, Romanian summary) 1
H. ROSMAN, Sur le théorème du transfert de la puissance active maximum par un quadripôle général en régime permanent harmonique (French, Romanian summary) 7
S. MITREA and A. ADĂSCĂLIŢEI,, On the Prediction of Series Ferroresonance (English, Romanian summary) 17
M. VOICU and O. PĂSTRĂVANU, On the Dimension of Linear Dynamical Systems (English, Romanian smmary) 21
A. CREŢU, E. CREŢU and R. COCIU, The Aperiodic Q-meter (English, Romanian summary) 27
D. BALAN, T. BALAN et R. CIOBANU, L'influence de la température sur les paramètres du schéma électrique équivalent des diélectriques polaires liquides. Caractéristiques isotangentes (French, Romanian summary) 33
E. HNATIUC, Sur le fonctionnement des électro-aimants monophasés à courant alternatif de type U—I munis avec des bagues de déphasage (French, Romanian summary) 39
N. D. ALEXANDRU, M. L. ALEXANDRU and P. COTAE, About Bi-phase Decoding (English, Romanian summary) 43
M. ANTONESCU und I. ANTONESCU, Mikroprozessorgesteuertes System für die Sortierung der Thermistoren mit derselbem Kennlinie (German, Romannian summary) 47
L. DIMITRIU, C. ORIŢĂ et A. CÂRSTESCU, Système multicanal de télécommande par rayonnement infrarouge. Le récepteur (French, Romanian summary) 51
M. LUCANU, V. MUNTEANU and E. CREŢU, Double Source Inverter with Low Harmonics Content of the Output Voltage (English, Romanian summary) 55
V. ALEXANDRESCU, Sur la stabilisation optimale d'un réseau complexe d'énergie (French, Romanian summary) 61
D. IVAS, Zur Optimierung den Versorgungsnetze durch die Bestimmung von Standorten und Leistungsgrössen der Kondensatorbanken (German, Romanian summary) 67
I. POPESCU, D. BĂRBULESCU, I. ZAHARIA et A. ADĂSCĂLIŢEI, Sur la circulation des courantsharmoniques dans les réseaux électriques qui alimentent des récepteurs non linéaires (French, Romanian summary) 73
GH. CÎRŢINĂ, La prévision à court terme de la consommation d'énergie électrique (French, Romanian summary) 79

BOOK REVIEWS 85

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC DIN IAŞI
BULLETIN OF THE POLYTECHNIC INSTITUTE OF JASSY
ИЗВЕСТИЯ ЯССКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
Том XXXIV (XXXVIII), Вып. 1–4 1988

Секция III

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА. ЭНЕРГЕТИКА. ЭЛЕКТРОНИКА. АВТОМАТИКА

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

Ф. ТРИФАН, Новая гипотеза для происхождения магнитного поля земли (англ., рез. рум.) 1
Г. РОСМАН, К теореме передачи максимального активного мощности через общие четырёхполюсники в гармоническом установившемся режиме (франц., рез. рум.) 7
С. МИТРЯ и А. АДЭСКЭЛИЦЕЙ, К предсказанию серийного феррорезонанса (англ., рез. рум.) 17
М. ВОЙКУ и О. ПЭСТРЭВАНУ, О разреме динамических линейных систем (англ., рез. рум.) 21
А. КРЕЦУ, Е. КРЕЦУ и Р. КОЧУ Апериодический Q-метр (англ., рез. рум.) 27
Д. БАЛАН, Т. БАЛАН и Р. ЧОБАНУ, Влияние температуры к параметрам эквивалентной электрической схемы жидких полярных диэхектриков. Изотангентные характеристики (франц., рез. рум.) . . 33
Э. ХНАТЮК, Обработе электромагинтов переменного тока с короткозамкнутным витком и с П-образным магнитопроводом (франц., рез. рум.) 39
Н. Д. АЛЕКСАНДРУ, М. Л. АЛЕСКАНДРУ и П. КОТАЕ, О лвухфазной декодирований (англ., рез. рум.) 43
М. АНТОНЕСКУ и И. АНТОНЕСКУ, Контиольная система с микропроцессорам для сортирования уникривых термистор (нем., рез. рум.) 47
Л. ДИМИТРИУ, К. ОРИЦЭ и А. КЫРСТЕСКУ, Многоканальная система управления с инфракрасной радиации. Приёмник (франц. рез. рум.) 51
М. ЛУКАНУ, В. МУНТЯНУ и Е. КРЕЦУ, Инвертор с двумя питания имеющий малое содержание в гармониках (англ., рез. рум.) 55
В. АЛЕКСАНДРЕСКУ, К оптимальной стабилизации электроэнергетических систем (франц., рез. рум.) 61
Д. ИВАС, К. оптимизации расределительных сетей определением оптимальных размеров и мест установления батарей конденсаторов (нем. рез. рум.) 67
И. ПОПЕСКУ, Д. БЭРБУЛЕСКУ, И. ЗАХАРИЯ и А. АДЭСКЭЛИЦЕЙ, К распределеню гармонических токов в электрических цепях снабжающие нелинейные приемники (франц., рез. рум.) 73
Г. КЫРЦИНЭ, Прогноз потребления электрической знергии для краткого периода (франц., рез. рум.) 79
РЕЦЕНЗИЙ 85

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 538.7

A NEW HYPOTHESIS CONCERNING THE ORIGIN OF THE EARTH MAGNETIC FIELD

BY

FLORENTINA TRIFAN

1. Introduction

After more than a century of efforts done by physicists, geophysicists and mathematicians, the following theories may be taken into discussion as possible explanations of the terrestrial magnetism :

a) The Earth may be considered as a permanent magnet of an approximate spherical shape which the theory of G a u s s static field was applied to.

b) The theories that consider that the Earth possessis natural permanent magnets nonuniformly spread both in the superficial and profound layers of the terrestrial crust ; the idea derives from the fact that the magnetic field strength varies very much from one point to another on the Earth.

c) Other theories refering to the Earth natural magnetization seem to be very evident at the first sight ; but they ignore the fact that all the materials which may possess a certain magnetization become paramagnetic if their temperature exceeds Curie point ; or, in the innermost of Terra the temperature is higher than 500°C.

d) Another theories explain the dipolar G a u s s field as a consequence of circular electric currents having the Earth revolution axis as their own axis ; L a m b assumed that these currents came into being in the same time the solar system was formed and also they fall off very slowly (time constant is about 10 million years) ; the measured telluric currents have no connection with the L a m b's currents.

e) Some specialists consider the convection currents as the cause of the G a u s s field; if we imagine the Earth having actual electrical charges which are drown into a revolution movement in the same time as the Earth, then we have to consider that their flowing must be accompanied by a magnetic field ; but these charges must be negative, at least in the exterior of the Earth, so that the direction of their magnetic field may be the same as the actual one. Since the total electrical charge of any isolated system, as the Earth is, must be zero, it results that in its inner Terra possesses a positive electrical charge. The question is which fact is due this electrical charge separation to; concerning the atmospheric electrical charge as result of the ionization phenomenon, this one has a minimum contribution to the possible cause of the terrestrial magnetism.

f) B l a c k e t t's gyrometrical theory has stimulated the interest for a long time ; the theory tries to demonstrate that the ratio of kinetic and magnetic moments is sensitively constant for any heavenly star ; further experiments regarding the magnetic field of different heavenly stars have refutted this theory.

g) The theory which consider the terrestrial magnetic field produced by the conduction currents due to an e.m.f. of electromagnetic induction. The origin of these currents is the Earth liquid nucleus which is supposed to have radial movements determined by the thermal gradient ; these movements, as well as the Earth rotation, take place in the astral magnetic fields (*a priori* existing) so that the whole earth would operate as a self excited dynamo. Some researchers have considered that only the nucleus superficial layers are in motion ; some others have assumed that there are movements in the entire nucleus mass.

The foregoing theories have only partly elucidated the following existing problems : a) apparent separation of the positive electric charges from the negative ones ; b) existence of magnetic anomalies ; c) secular variation of magnetic poles locus ; d) diurnal variation of the terrestrial magnetic field strength ; e) magnetic field polarity change at great period of time ; f) magnetic and geographic poles uncoincidence.

2. The Terrestrial Magnetic Field as a Consequence of the Earth Electric Polarization

It is well known that any magnetic field, no matter of its nature and structure, has its origins in the electric phenomenon which in their turn may have nonelectric causes. The magnetostatic field, for instance, has its origin in the molecular currents, the local state of magnetization being given by curl $\mathbf{M}=\mathbf{J}_m$. It is as well settled that to any phenomenon which is accompanied by a magnetic field it may be associated, at least formally, an *hertzian electric current* which density can have the following components :

$$\mathbf{J}_H=\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}+\rho_v\mathbf{v}+\text{curl }(\mathbf{D}\times\mathbf{v}).$$

If the convection current density implies an actual electric charge then the displacement and Röntgen current density requires an electric polarization charge as well as the existence of an electromagnetic induction phenomenon If the operating regime is static or stationary one then $\mathbf{D}$ = const., $\partial\mathbf{D}/\partial t=0$.

As regard to the Earth, the electromagnetic field regime is static ; if we assume that there is no contribution of an actual electric charge then $\rho_v=0$; therefore, only the Röntgen current density is to be taken into account, $\mathbf{J}_R=\text{curl }(\mathbf{D}\times\mathbf{v})$, which may be also written :

$$\mathbf{J}_R=\varepsilon_0\,\text{curl }(\mathbf{E}\times\mathbf{v})+\text{curl }(\mathbf{P}\times\mathbf{v}).$$

On the other hand :

$$\mathbf{J}_R=\text{curl }\mathbf{H}_R, \tag{1}$$

with :

$$\mathbf{H}_R=\mathbf{D}\times\mathbf{v}=\varepsilon_0(\mathbf{E}\times\mathbf{v})+\mathbf{P}\times\mathbf{v}. \tag{2}$$

The possibility to consider the magnetic strength $\mathbf{H}_R$ as the main component of the terrestrian magnetic field is the question which we try to answer to, analysing each term of expression (2).

In the case of the Earth the $\mathbf{D}$ vector field may be created only by nonelectric causes, because the electric polarization (the main component) can be produced by a lot of nonelectric causes. The state of local electrical polarization can be produced by internal mechanical strengths due to the tectonic plates continuous movement, the liquid masses movement on radial direction, the thermal gradients, the different chemical reactions, etc. In its turn $\mathbf{E}$ vector at the earth surface may have a component $\mathbf{E}_p$ which is due to the state of polarization, a component $\mathbf{E}_0$ due to the state of the

atmosphere ionization at a certain moment and components due to impressed fields which appear in the non-homogenous or anisotropic regions, fields that can give rise to electrokinetic quasistationary modes to be described by the relaxation theoreme. Certainly, the state of electrical polarization plainly contributes to the magnitude of the electric field strength.

Let us suppose one point on the Earth surface. The normal components of the polarization vector **P** are equal on each side of the boundary (earth—air) (Fig. 1), $\rho_{ps} = \mathrm{div}_s \mathbf{P} = -(\mathbf{P}_0 - \mathbf{P})\,\mathbf{n} = \mathbf{P}\cos\alpha$. In other words, for an observer placed in this point on the earth everything goes on as if the Earth is charged superficially with an actual electrical charge density, $-\rho_s = -P\cos\alpha$, both P and α depending on the magnitude of the local nonelectrical causes which produced the electrical polarization state. As consequence, the electric field of the polarization charge is identical to the field created by an actual electric charge but having the opposite sign. In every point on the earth surface or at a certain depth of it we can apply the relationships :

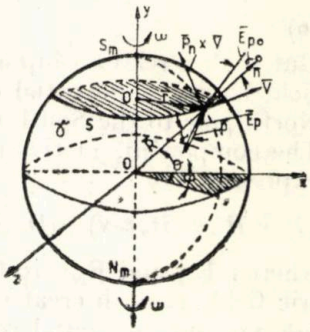


Fig. 1

$$\rho_{ps} = \frac{\varepsilon_r - 1}{3\,\varepsilon_r}\,\rho_v R, \quad \rho_{pv} = -\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r}\,\rho_v, \tag{3}$$

where : ε_r — the relative earth permitivity, having a very great value, ρ_v — the volumetric density of an electrical charge which would produce the same magnitude of the electric field.

Therefore, both densities of electrical charge of polarization may be expressed by :

$$\rho_{ps} = \lim_{\varepsilon_r \to \infty} \frac{\varepsilon_r - 1}{3\varepsilon_r}\,\rho_v R = \frac{\rho_v}{3} R > 0, \quad \rho_{pv} = \lim_{\varepsilon_r \to \infty}\left(-\frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r}\,\rho_v\right) = -\rho_v < 0. \tag{4}$$

Substituting the effect of the polarization charge densities to the effect of an actual electrical charge, this one would be calculated as :

$$Q = -\iint_S \rho_{ps}^{*}(x, y, z)\,\mathrm{d}A < 0.$$

These conclusions might contribute to a possible explanation of the apparent „separation" of an actual electric charge, negative one at the exterior and positive one in the interior ; this separation was always associated to the direction of the measured electric field at the Earth surface under normal temperature and pressure conditions, $E = -100$ V/m. In fact, this electric field strength is the normal component of $\mathbf{E}_p$, which tangential components on each side of the boundary are the same.

Considering $\mathbf{J}_R$ expression (2) and Fig. 1 we determine the Röntgen current which might be created, as :

$$(5) \qquad i_R = \iint_{S_\gamma} \mathbf{J}_R \, d\mathbf{A} = \iint_{S_\gamma} \text{curl } (\mathbf{D} \times \mathbf{v}) \, d\mathbf{A} = \oint_\gamma (\mathbf{D} \times \mathbf{v}) \, d\mathbf{l} = 0,$$

with :

$$d\mathbf{l} \| \mathbf{v}, \ (\mathbf{D} \times \mathbf{v}) \perp \mathbf{v}, \ (\mathbf{D} \times \mathbf{v}) \, d\mathbf{l} = 0.$$

The relationship (5) implies :

$$(6) \qquad \mathbf{J}_R = 0, \ \text{curl } \mathbf{H}_R = 0.$$

But such a relationship as (6) is, can be satisfied only by a static magnetic field having a potential character ; its field lines have the sens from the North pole to the South one, both in the interior and exterior of the Earth. The components of this magnetic field strength are given by the following expression :

$$(7) \qquad \mathbf{H}_R = (\mathbf{D}_n \times \mathbf{v}) + (\mathbf{D}_h \times \mathbf{v}) = \varepsilon_0 (\mathbf{E}_{pn} \times \mathbf{v}) + (\mathbf{P}_n \times \mathbf{v}) + \varepsilon_0 (\mathbf{E}_{ph} \times \mathbf{v}) + (\mathbf{P}_h \times \mathbf{v}),$$

where : $\mathbf{E}_{pn}$ and $\mathbf{E}_{ph}$ are the normal and horizontal components of the electric field strength created by the electric polarization $\mathbf{P}$; $\mathbf{P}_n$ and $\mathbf{P}_h$ are the normal and horizontal components of the polarization vector $\mathbf{P}$.

Neglecting the contribution of the components due to $\mathbf{E}_{pn}$ and taking into account Fig. 2 we can find :

$$(8) \qquad \begin{cases} H_h = | \overline{\mathbf{P}}_n \times \overline{\mathbf{v}} | = P_n v = Pv \cos \alpha = P\omega R \cos \alpha \cos \theta, \\ H_n = | \mathbf{P}_h \times \overline{\mathbf{v}} | = P_h v = Pv \sin \alpha = P\omega \sin \alpha \cos \theta. \end{cases}$$

If $\mathbf{H}_R$ belongs to a potential magnetic field then we can determine the expression of its divergence as :

$$(9) \qquad \text{div } \mathbf{H}_R = \text{div } (\mathbf{D} \times \mathbf{v}) = -\mathbf{D} \text{ curl } \mathbf{v} + \mathbf{v} \text{ curl } \mathbf{D} = -\mathbf{D} \text{ curl } \mathbf{v},$$

$\mathbf{D}$ belonging to a potential field, curl $\mathbf{D} = 0$. Having in view the Fig. 1 we can write :

$$\mathbf{v} = v \sin \varphi \, \mathbf{i} - v \cos \varphi \, \mathbf{k} = v \frac{z}{r} \mathbf{i} - v \frac{x}{r} \mathbf{k}, \quad v = r\omega.$$

Therefore,

$$\mathbf{v} = \omega z \mathbf{i} - \omega \times \mathbf{k} = v_x \mathbf{i} - v_z \mathbf{k},$$

$$\text{curl } \mathbf{v} = -\left(\frac{\partial v_z}{\partial x} - \frac{\partial v_x}{\partial z} \right) \mathbf{j} = 2\omega \mathbf{j}.$$

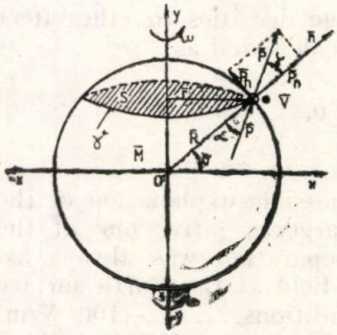


Fig. 2

In this case :

$$\text{div } \mathbf{H}_R = -(D_x \mathbf{i} + D_y \mathbf{j} + D_z \mathbf{k}) \, 2\omega \mathbf{j} = -2\omega D_y =$$
$$= -2\omega \, (\varepsilon_0 E_{py} + P_y).$$

According to Fig. 1, $E_{py} = -E_p \sin \alpha$, $P_y = P \sin \alpha$ and consequently :

$$(10) \qquad \text{div } \mathbf{H}_R = 2\omega (\varepsilon_0 E_p - P) \sin \alpha.$$

Taking into account this relationship and the physical measurements it follows that the divergence tends to zero at the equator and has its maximum value at the poles. But in reality the $\mathbf{P}$ vector field is completely nonhomogenous

into the spherical domain occupied by the Earth and it is distributed similarly to the tensor of the internal mechanical strength.

From the experimental data recorded by T. M. Yanovski [2], it results that the Earth might have an electric charge $Q=5.4\times10^{13}$ C.

Taking into account (4) and (8) it is possible to compute the horizontal component of the magnetic field density in one point on the terrestrial surface defined by $\theta=45°$ as:

$$B_h=\mu_0 H_h=\mu_0\, PR\cos\alpha\cos\theta=0.44\ \text{G},\ H_h=35\ \text{A/m}.$$

These values are alikely to those obtained in the experimental measurements. Considering [2] there were found $B_{\text{poles}}=0.5$ G and $B_{45°}=0.3$ G.

If $\mathbf{H}_R$ is a vector that belongs to a magnetic potential field, then another kind of vector, **M**, can be associated to it, at any moment, and which generate it (Fig. 2):

$$\mathbf{M}=-\chi_m\mathbf{H}_R=-\chi_m(\overline{\mathbf{P}}\times\overline{\mathbf{v}}). \tag{11}$$

As consequence, the Earth can be substituted, as far as the exterior effects are concerned, by a spheric shape magnet with gaussian field magnetic structure.

Except the revolution movement around its own axis, the Earth performs many other kind of movements, with respect to the Sun, the galaxy or a group of galaxies, the world axis, etc. Therefore, the vector **v** can be expressed by:

$$\mathbf{v}=\mathbf{v}_1+\mathbf{v}_2+\mathbf{v}_3+\mathbf{v}_4+\mathbf{v}_5, \tag{12}$$

where: $\mathbf{v}_1=0.436$ Km/s—the Earth maximum rotation speed around its own axis; $\mathbf{v}_2=29.8$ Km/s—the rotation speed at a certain moment around the Sun; $\mathbf{v}_3=190.26$ Km/s—the solar system speed in displacement with regard to the galaxy towards Vega star; $\mathbf{v}_4=333$ Km/s—our galaxy speed in displacement towards Virgo, $\mathbf{v}_5=310$ Km/s—displacement speed towards Centaur constellation (emission centre of cosmic noise background) of Virgo constellation.

During its journey in the theoretic infinit space one of this components (and the others too) can definitely dominate the resultant speed in a certain direction, which offer the possibility to explain the change of the magnetic poles of the Earth within a very long period of time (hundreds millions years).

3. Conclusions

1. The terrestrial magnetic field is the consequence of a rotative electric field.

2. The set forth theory corresponds to the results practically obtained by many researchers.

3. A plausible explanation is given to the apparent separation of the negative charge from the positive one, which was determined practically by measurements on the Earth native electric field.

4. The magnetic anomalies are explained by the structural anisotropy of the terrestrial crust and the internal mechanical strength nonhomogenity, generated in their turn by the thermal gradients, aleatory chemical reactions and even by magnetite existence in its natural state.

5. The diurnal variation of the terrestrial magnetic field is explained by the variation of the local polarization state at a certain moment, generated by the causes enumerated at point 4.

6. The terrestrial magnetic field being of static nature is not influenced in the detection process by the relativist phenomenon except the case when the observer would travel with the light speed.

7. The terrestrial magnetic field polarity change would be explained by the fact that the resulted speed vector **v** can change its direction at very long time-intervals in accordance to the interastral conjecture.

8. The secular variation of the magnetic poles locus might be explained by the variation of the ecliptic plan, the variation of the Earth axis position due to the nutation movement and it would also depend on the internal mechanical strength repartition.

Received, June 12, 1987

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics and
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. * * * *Encyclopédie de la pléiade — La Terre.* L'imprimerie Mame à Tours, France, 1959.
2. Яновский Т. М., *Морфология и теория магнитого поля земли и его варяций.* Изд. Ленингр. Унив., 1964.
3. Гутемберг Г. Р., *Физика землых недр* (пер. с нем.).ИИЛ, М., 1963.
4. * * * *Планета Земля.* ИИЛ, М., 1961.
5. Джеффрейс Н., *Земля, его происхождение, история и строение* (пер. с. англ.). ИИЛ, М., 1960.
6. * * * *Electromagnetic Field of the Earth.* Veda Publ. House of the Slovak Academy of Sciences, Bratislava, 1978.
7. Trifan Fl., Androne C., Adăscăliţei Adr., *Consideraţii teoretice privind natura cîmpului magnetic al curenţilor Röntgen.* CNEE '84, Craiova, **I**, Sept., 1984.

O NOUĂ IPOTEZĂ PRIVIND ORIGINEA CÎMPULUI MAGNETIC TERESTRU

(Rezumat)

Se propune o ipoteză neluată încă în consideraţie de cei ce s-au ocupat sau se ocupă de explicarea originii cîmpului magnetic terestru şi anume se consideră că magnetismul pămîntesc este de natură röntgeniană. Se demonstrează că datorită mişcării de rotaţie, Pămîntul creează un cîmp magnetic generat de un cîmp electric rotitor. Cîmpul electric, la rîndul lui, provine, în principal, din starea locală, neomogenă, de polarizaţie **P**. Pămîntul poate fi substituit deci cu un dipol magnetic.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.392.5

SUR LE THÉORÈME DU TRANSFERT DE LA PUISSANCE ACTIVE MAXIMUM PAR UN QUADRIPÔLE GÉNÉRAL EN RÉGIME PERMANENT HARMONIQUE

PAR

HUGO ROSMAN

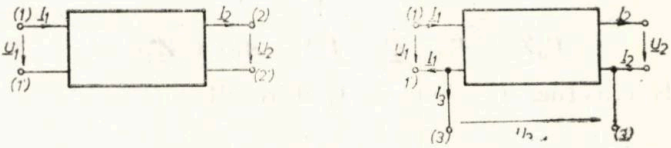
1. Introduction

Tandis que le comportement au point de vue énergetique d'un quadripôle diport, en régime permanent harmonique, est étudié amplement dans la littérature de spécialité (par ex. [1]), en étant établies des théorèmes du transfert de la puissance active maximum [2] et du transfert de la puissance active avec un rendement maximum [3], les informations dont on dispose quant au régime énergetique d'un quadripôle général sont pratiquement inexistentes.

Le but de cette Note est d'établir un théorème du transfert de la puissance active maximum par un quadripôle général, en régime permanent harmonique.

Au préalable on précise que par un *quadripôle diport* on convient à denommer un schéma de la forme représentée dans la Fig. 1 *a*, dont les équations sont, en régime permanent harmonïque [4], [5] :

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \end{bmatrix}, \tag{1}$$



a *b*

Fig. 1

tandis que par un *quadripôle général* on considère un schéma ayant la forme représentée dans la Fig. 1 *b*, décrit, dans un même régime, par les équations [4], [5] :

$$\begin{bmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{I}_1 \\ \underline{U}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{A}_{11} & \underline{A}_{12} & \underline{A}_{13} \\ \underline{A}_{21} & \underline{A}_{22} & \underline{A}_{23} \\ \underline{A}_{31} & \underline{A}_{32} & \underline{A}_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{U}_2 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \end{bmatrix}; \tag{2}$$

$\underline{A}_{ij}$ sont, dans les deux cas, les *paramètres fondamentaux* du quadripôle.

Pour un quadripôle général on peut écrire, aux portes (réceptrices) *2, 2'*, respectivement *3, 3'*, les relations :

$$\underline{U}_2=\underline{Z}_2\underline{I}_2,\ \underline{U}_3=\underline{Z}_3\underline{I}_3, \tag{3}$$

où

$$\underline{Z}_2=R_2+\mathrm{j}X_2,\ \underline{Z}_3=R_3+\mathrm{j}X_3. \tag{4}$$

En ces conditions la puissance active fournie à la porte *2, 2'* est :

$$P_2=R_2I_2^2. \tag{5}$$

On peut exprimer le courant I_2 en fonction des paramètres fondamentaux du quadripôle et soit de la tension U_1, soit du courant I_1, selon que le quadripôle est alimenté par un générateur idéal de tension (U_1=const.), ou par un générateur idéal de courant (I_1=const.).

2. Cas de l'alimentation du quadripôle par un générateur idéal de tension

On élimine entre la première et la dernière des équations (2) le courant I_3 et compte tenu des relations (3) on obtient

$$\underline{I}_2=\frac{(\underline{Z}_3-\underline{A}_{33})\,\underline{U}_1}{(\underline{A}_{11}\underline{Z}_2+\underline{A}_{12})(\underline{Z}_3-\underline{A}_{33})+\underline{A}_{13}(\underline{A}_{31}\underline{Z}_2+\underline{A}_{32})}. \tag{6}$$

Dans ce qui suit on va exclure le cas (banal) $\underline{Z}_3=\underline{A}_{33}$ et par conséquent $\underline{Z}_2=-\underline{A}_{31}/\underline{A}_{32}$, qui correspond à $\underline{P}_2=0$.

Si l'on amplifie l'expression (6) du courant $\underline{I}_2$ par sa conjuguée, $\underline{I}_2^*$, on obtient :

$$\begin{aligned} I_2^2 &= \frac{(\underline{Z}_3-\underline{A}_{33})\,(\underline{Z}_3^*-\underline{A}_{33}^*)\,U_1^2}{(\underline{A}_{11}\underline{Z}_2+\underline{A}_{12})\,(\underline{Z}_3-\underline{A}_{33})+\underline{A}_{13}(A_{31}\underline{Z}_2+\underline{A}_{32})}\times \\ &\times\frac{1}{(\underline{A}_{31}^*\underline{Z}_2^*+\underline{A}_{12}^*)\,(\underline{Z}_3^*-\underline{A}_{33}^*)+\underline{A}_{13}^*(\underline{A}_{31}^*\underline{Z}_2^*+\underline{A}_{32}^*)}. \end{aligned} \tag{7}$$

Tous calculs effectués (v. Annexe 1) il résulte :

$$P_2=\frac{aR_2}{b(R_2^2+X_2^2)+cR_2+dX_2+e}, \tag{8}$$

où

$$\begin{aligned} a&=[R_3^2+X_3^3-2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})R_3-2\mathcal{I}m(A_{33})X_3+A_{33}^2]U_1^2= \\ &=\{[R_3-\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})]^2+[X_3-\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})]^2\}U_1^2\geqslant 0, \\ b&=A_{11}^2(R_3^2+X_3^2)-2\mathcal{R}e[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)]R_3+ \\ &+2\mathcal{I}m[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)]X_3+|\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}|^2= \\ &=A_{11}^2\left\{\left[R_3-\mathcal{R}e\left(\frac{\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{11}}\right)\right]^2+\left[X_3+\mathcal{I}m\left(\frac{\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{11}}\right)\right]^2\geqslant 0, \end{aligned} \tag{9}$$

$$c = 2(\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12})(R_3^2+X_3^2) - \{2\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12}) -$$
$$-\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}R_3 + \{2\,\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12}) +$$
$$+\mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}X_3 +$$
$$+\mathcal{R}e[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}^*_{12}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{32})]),$$
$$d = -2\,(\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12})(R_3^2+X_3^2) + \{2\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12}) -$$
$$-\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}A^*_{31})]\}R_3 + \{2\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\,\mathcal{R}e(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12}) +$$
$$+\mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{31})]\}X_3 +$$
$$+\mathcal{I}m[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}^*_{12}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{32})]),$$
$$e = A_{12}^2(R_3^2+X_3^2) - 2\,\mathcal{R}e[\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{12}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{32})]R_3 +$$
$$+2\,\mathcal{I}m[\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{12}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{32})]X_3 + |\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}|^2 =$$
$$= A_{12}^2\left\{\left[R_3 - \mathcal{R}e\left(\frac{\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{12}}\right)\right]^2 + \left[X_3 + \mathcal{I}m\left(\frac{\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{12}}\right)\right]^2\right\} \geqslant 0.$$

Compte tenu que a, b, c, d, e sont fonctions de R_3, X_3, la puissance active P_2 est, propement dit, une fonction de R_2, R_3, X_2, X_3. En principe il est possible à déterminer les conditions d'extrémum d'une telle fonction mais les calculs s'avèrent extrêmement difficiles. Par conséquent, dans ce qui suit on va déterminer seulement les conditions d'extrémum de la puissance active P_2, considérée comme fonction de R_2 et X_2, les paramètres R_3, X_3 en étant admis constants. Dans ce but on détermine les dérivées du premier ordre :

$$(10)\qquad \begin{cases} \dfrac{\partial P_2}{\partial R_2} = \dfrac{a(-bR_2^2+bX_2^2+dX_2+e)}{[b(R_2^2+X_2^2)+cR_2+dX_2+e]^2}, \\[2ex] \dfrac{\partial P_2}{\partial X_2} = -\dfrac{a(2bX_2+d)}{b(R_2^2+X_2^2)+cR_2+dX_2+e]^2}. \end{cases}$$

Les solutions $\bar{R}_2$, $\bar{X}_2$ du système:

$$(11)\qquad \frac{\partial P_2}{\partial R_2} = 0, \quad \frac{\partial P_2}{\partial X_3} = 0$$

sont

$$(12)\qquad \bar{R}_2 = \frac{\sqrt{4be-d^2}}{2b}, \quad \bar{X}_2 = -\frac{d}{2b}.$$

Basés sur des considérations d'ordre physique on peut observer que la fonction $P_2(R_2, X_2)$ admet, éventuellement, un extrémum, seulement si

$$(13)\qquad e > \frac{d^2}{4b}, \quad b \neq 0.$$

Pour établir les conditions qui assurent un extrémum pour la fonction $P_2(R_2, X_2)$ on détermine les dérivées du deuxième ordre :

$$(14)\quad \begin{cases} \dfrac{\partial^2 P_2}{\partial R_2^2} = 2a\,\dfrac{b^2R_2^3-3b^2R_2X_2^2-3bdR_2X_2-3beR_2-bcX_2^2-cdX_2-ce}{[b(R_2^2+X_2^2)+cR_2+dX_2+e]^2}, \\ \dfrac{\partial^2 P_2}{\partial X_2^2} = -2aR_2\,\dfrac{b^2R_2^2-3b^2X_2^2+bcR_2-3bdX_2+be-d^2}{[b(R_2^2+X_2^2)+cR_2+dX_2+e]^2}, \\ \dfrac{\partial^2 P_2}{\partial R_2\partial X_2} = -a(2bX_2+d)\,\dfrac{-bR_2^2+bX_2^2+cR_2+dX_2+e}{[b(R_2^2+X_2^2)+cR_2+dX_2+e]^2} \end{cases}$$

et on calcule les expressions :

$$(15)\qquad E_1=\left[\frac{\partial^2 P_2}{\partial R_2^2}\cdot\frac{\partial^2 P_2}{\partial X_2^2}-\left(\frac{\partial^2 P_2}{\partial R_2\partial X_2)}\right)^2\right]_{\substack{R_2=\bar{R}_2\\ X_2=\bar{X}_2}},\qquad E_2=\left(\frac{\partial^2 P_2}{\partial X_2^2}\right)_{\substack{R_2=\bar{R}_2\\ X_2=\bar{X}_2}}.$$

Si l'on tient compte des relations (A.10) (v. Annexe 2) on obtient :

$$(16)\qquad E_1=\frac{4a^2b^2}{(\sqrt{4be-d^2}+c)^2},\qquad E_2=-\frac{2ab}{\sqrt{4be-d^2}+c}.$$

On constate aisément que si les conditions (13) et (A.9) sont satisfaites, alors :

$$(17)\qquad E_1>0,\ E_2\gtrless 0,$$

de sorte que $P_2\,(R_2,\ X_2)$ admet toujours un extrémum.

La valeur extrémum de la puissance active P_2 on la obtient en substituant dans l'expression (8) la résistance R_2 et la réactance X_2 par les valeurs (12). Il résulte

$$(18)\qquad P_{2\,\mathrm{extr}}=\frac{a}{\sqrt{4be-d^2}+c}.$$

Vu que $P_{2\,\mathrm{extr}}>0$ et $a>0$ (v. rel. (9_1)), il s'ensuit que l'inégalité

$$(19)\qquad \sqrt{4be-d^2}+c>0$$

doit être satisfaite. En ces conditions, compte tenu que $b>0$ (v. rel. (9_2)) on obtient $E_2<0$ et l'extrémum de la fonction $P_2(R_2,\ X_2)$ est en définitive un *maximum*.

Par cette voie on a établi le suivant

Théorème. *Les conditions nécessaires et suffisantes afin qu'un quadripôle général, alimenté à la porte 1, 1' par un générateur idéal de tension, soit capable à transférer à un récepteur passif, connecté à la porte 2, 2', une puissance active maximum dans un régime permanent harmonique, sont que les paramètres du récepteur soient donnés par les relations (12), les paramètres équivalents à la porte 3, 3' en satisfaisant les conditions (13) et (19).*

Observations. 1° Le théorème établi ci-dessus est valable pour des quadripôles généraux tant réciproques que nonréciproques.

2° La condition $b \neq 0$ (v. (13_2)) est équivalente à la restriction :

$$\underline{Z}_3 \neq \mathcal{R}e\left(\underline{A}_{33} - \frac{\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{11}}\right) - j\mathcal{I}m\left(\underline{A}_{33} - \frac{\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}}{\underline{A}_{11}}\right). \tag{20}$$

3° Ayant en vue que b, c, d, e sont fonctions de R_3, X_3 (v. rel. (9)), on peut considérer que les conditions (13_1) et (19) délimitent, dans le plan complexe (R_3, jX_3), des domaines où ces inégalités sont satisfaites.

4° La puissance active maximum, $P_{2\max}$ (v. rel. (18)), est, au fond, une fonction des paramètres R_3, X_3 :

$$P_{2\max} = P_{2\max}(R_3, X_3). \tag{21}$$

On pourrait déterminer les valeurs R_3, X_3 qui correspondent, eventuellement, à une valeur *maximum maximorum* de la puissance P_2. La détermination des racines des équations $\partial P_{2\max}/\partial R_3 = 0$, $\partial P_{2\max}/\partial X_3 = 0$ implique la nécessité de solutionner des équations algébriques dont le degré est élevé de sorte que le problème s'avère difficile.

3. Cas de l'alimentation du quadripôle par un générateur idéal de courant

Si l'on procède d'une façon tout à fait analogue comme dans le § 2 et en excluant même dans ce cas la situation (banale) lorsque $\underline{Z}_3 = \underline{A}_{33}$, on aboutît au suivant.

Théorème. *Les conditions nécessaires et suffisantes afin qu'un quadripôle général, alimenté à la porte 1, 1' par un générateur idéal de courant, soit capable à transférer à un récepteur passif connecté à la porte 2, 2', une puissance active maximum, dans un régime permanent harmonique, sont que les paramètres du récepteur soient donnés par :*

$$R_2' = \frac{\sqrt{4b'e' - d'^2}}{2b'}, \quad X_2' = -\frac{d'}{2b'} \tag{22}$$

les paramètres équivalents à la porte 3, 3' en satisfaisant les conditions :

$$e' > \frac{d'^2}{4b'}, \quad b' \neq 0 \tag{23}$$

et

$$\sqrt{4b'e' - d'^2} + c' > 0. \tag{24}$$

On a utilisé les notations ci-dessous :

$$a' = [R_3^2 + X_3^2 + 2\,\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})R_3 - 2\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})X_3 + A_{33}^2]I_1^2 =$$
$$= \{[R_3 - \mathcal{R}e(\underline{A}_{33})]^2 + [X_3 - \mathcal{I}m(\underline{A}_{33})]^2\}I_1^2 > 0,$$

$$b' = A_{21}^2(R_3^2 + X_3^2) - 2\,\mathcal{R}e[\underline{A}_{21}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{23}^*\underline{A}_{32}^*)]R_3 + \tag{25}$$
$$+ 2\,\mathcal{I}m[\underline{A}_{21}(\underline{A}_{21}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{23}^*\underline{A}_{32}^*)]X_3 + |\underline{A}_{21}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{23}\underline{A}_{32}|^2 =$$
$$= A_{21}^2\left\{\left[R_3 - \mathcal{R}e\left(\frac{\underline{A}_{21}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{23}\underline{A}_{32}}{\underline{A}_{11}}\right)\right]^2 + \left[X_3 + \mathcal{I}m\left(\frac{\underline{A}_{21}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{23}\underline{A}_{32}}{\underline{A}_{11}}\right)\right]^2 \geqslant 0,\right.$$

$$c' = 2(\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}\underline{A}^*_{22})(R_3^2 + X_3^2) - \{2\,\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\,\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}\underline{A}^*_{22}) -$$

$$- \mathcal{R}e[\underline{A}^*_{23}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32} + \underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})]\}R_3 + \{2\,\mathcal{R}e(\underline{A}_{33})\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{21}\underline{A}^*_{22}) +$$

$$+ \mathcal{I}m[\underline{A}_{13}(A^*_{21}\underline{A}_{32} + \underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})]\}X_3 +$$

$$+ \mathcal{R}e[(\underline{A}_{21}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{23}\underline{A}_{31})(\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33} - \underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32})]),$$

$$d' = -2(\mathcal{I}m(\underline{A}_{21}\underline{A}^*_{22})(R_3^2 + X_3^2) + \{2\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{21}\underline{A}^*_{22}) -$$

$$- \mathcal{I}m[\underline{A}^*_{23}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32} + \underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})]\}R_3 + \{2\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\,\mathcal{R}e(\underline{A}_{21}\underline{A}^*_{22}) +$$

$$+ \mathcal{R}e[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{21}\underline{A}_{32} + \underline{A}^*_{22}\underline{A}_{31})]\}X_3 +$$

$$+ \mathcal{I}m[(\underline{A}_{21}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{23}\underline{A}_{31})(\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33} - \underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32})]),$$

$$e' = A_{22}^2(R_3^2 + X_3^2) - 2\mathcal{R}e[\underline{A}_{22}(\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{33} - \underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32})]R_3 +$$

$$+ 2\,\mathcal{I}m[\underline{A}_{22}(\underline{A}^*_{22}\underline{A}^*_{23} - \underline{A}^*_{23}\underline{A}^*_{32})]X_3 + |\underline{A}_{23}\underline{A}_{32} - \underline{A}_{22}\underline{A}_{33}|^2 =$$

$$= A_{22}^2\left\{\left[R_3 - \mathcal{R}e\left(\frac{\underline{A}_{22}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{23}\underline{A}_{32}}{\underline{A}_{22}}\right)\right]^2 + \left[X_3 + \mathcal{I}m\left(\frac{\underline{A}_{22}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{23}\underline{A}_{32}}{\underline{A}_{22}}\right)\right]^2 \geqslant 0.\right.$$

La valeur maximum de la puissance transférée au récepteur est donnée par :

$$P'_{2\max} = \frac{a'}{\sqrt{4b'e' - d'^2} + e'}. \tag{26}$$

Observations. 1° Le théorème du transfert de la puissance active maximum établi dans ce paragraphe est valable pour des quadripôles généraux tant réciproques que nonréciproques.

2° La restriction $b \neq 0$ (v. (25_2)) est équivalente à

$$Z_3 \neq \mathcal{R}e\,\frac{\underline{A}_{21}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{23}\underline{A}_{32}}{\underline{A}_{11}} - \mathrm{j}\mathcal{I}m\,\frac{\underline{A}_{21}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{23}\underline{A}_{32}}{\underline{A}_{11}}. \tag{27}$$

3° Vu que b', c', d', e' sont fonctions de R_3, X_3 (v. rel. (25)), il en résulte que les conditions (23_1) et (24) délimitent, dans le plan complexe $(R_3, \mathrm{j}X_3)$, des domaines où sont satisfaites simultanément les inégalités respectives.

Il est intéressant à signaler que, en général, les domaines situés dans le plan $(R_3, \mathrm{j}X_3)$, qui correspondent aux régimes possibles du transfert de la puissance active maximum à l'alimentation du quadripôle par un générateur idéal soit de tension, soit de courant, ne coïncident pas, mais il est possible qu'ils pourraient avoir, éventuellement, des sous-domaines communs.

4° La puissance active maximum est, même dans ce cas, une fonction des paramètres R_3, X_3 ; la détermination des valeurs R'_3, X'_3 qui correspondent, eventuellement, à une valeur *maxim m maximorum* de la puissance P'_2 s'avère trés difficile, en étant nécessaire à solutionner des équations algébriques dont le degré est élevé.

4. Conclusions

1. La puissance active transférée, en régime permanent harmcnique, à un récepteur (passif) par un quadripôle général alimenté par un générateur idéal soit de tension, soit de courant, est une fonction des paramètres fondamentaux du quadripôle, $\underline{A}_{ij}$, $(i, j=1, 2, 3)$, ainsi que des paramètres R_2, X_2 (à la porte *2, 2'*) et R_3, X_3 (à la porte *3, 3'*).

2. Pour des valeurs constantes, données, des paramètres R_3, X_3, on peut déterminer les paramètres R_2, X_2 du récepteur qui correspondent au transfert de la puissance active maximum lorsque le quadripôle général est alimenté par un générateur idéal soit de tension, soit de courant.

3. La réalisation du transfert de la puissance active maximum est possible seulement pour des valeurs des paramètres R_3, X_3 se trouvant dans certaines domaines, précisées, du plan (R_3, jX_3).

4. Il est possible à poser le problème d'établir les conditions dans les quelles un quadripôle général, alimenté par un générateur idéal soit de tension, soit de courant, est capable à transférer à un récepteur passif, ayant les paramètres R_2, X_2 donnés, une puissance active maximum, en actionnant dans ce but sur les paramètres R_3, X_3.

Annexe 1

On peut écrire l'expression (7), tous calculs effectués, sous la forme :

$$I_2^2 = \frac{M}{N}, \tag{A.1}$$

où

$$M = [R_3^2 + X_3^2 - 2\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{33})\,R_3 - 2\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\,X_3 + A_{33}^2]\,U_1^2 > 0,$$

$$\begin{aligned}
N = {} & A_{11}^2(R_2^2+X_2^2)\,(R_3^2+X_3^2) + (A_{11}^2A_{33}^2 + A_{13}^2A_{31}^2 - \underline{A}_{11}\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*\underline{A}_{33} - \underline{A}_{11}^*\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}\underline{A}_{33}^*)\,(R_2^2+X_2^2) + \\
& + A_{12}^2(R_3^2+X_3^2) - [\underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{23}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)\,\underline{Z}_3 + \underline{A}_{11}^*(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\underline{Z}_3^*]\,(R_2^2+X_2^2) + \\
& + (\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*\underline{Z}_2 + \underline{A}_{11}^*\underline{A}_{12}\underline{Z}_2^*)\,(R_3^2+X_3^2) - [\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)\,\underline{Z}_2\underline{Z}_3 + \underline{A}_{11}^*(\underline{A}_{12}\underline{A}_{33} - \\
& - \underline{A}_{13}\underline{A}_{32})\,\underline{Z}_2^*\underline{Z}_3^*] - [\underline{A}_{12}^*(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,\underline{Z}_2\underline{Z}_3^* + \underline{A}_{12}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)\,\underline{Z}_2^*\underline{Z}_3] + \\
& + [(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)\underline{Z}_2 + (\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)\,(\underline{A}_{12}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{32})\,\underline{Z}_2^*] - \\
& - [\underline{A}_{12}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)\underline{Z}_3 + \underline{A}_{12}^*(\underline{A}_{12}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{32})\underline{Z}_3^*] + \underline{A}_{12}^2\underline{A}_{33}^2 + \underline{A}_{13}^2\underline{A}_{32}^2 - \\
& - \underline{A}_{12}\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*\underline{A}_{33} - \underline{A}_{12}^*\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}\underline{A}_{33}^*.
\end{aligned} \tag{A.2}$$

Or

$$\begin{aligned}
& A_{11}^2A_{33}^2 + A_{13}^2A_{31}^2 - \underline{A}_{11}\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*\underline{A}_{33} - \underline{A}_{11}^*\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}\underline{A}_{33}^* = |\,\underline{A}_{11}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{31}\,|^2, \\
& \underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)\underline{Z}_3 + \underline{A}_{11}^*(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,\underline{Z}_3^* = 2\,\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)\,R_3 - \\
& \qquad - 2\,\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)]\,X_3, \\
& \underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*\underline{Z}_2 + \underline{A}_{11}^*\underline{A}_{12}\underline{Z}_2^* = 2\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)\,R_2 - 2\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)\,X_2, \\
& \underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^* - \underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)\,\underline{Z}_2\underline{Z}_3 + \underline{A}_{11}^*\,(\underline{A}_{12}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{32})\,\underline{Z}_2^*\underline{Z}_3^* = \\
& = 2\,\mathcal{R}e[\underline{A}_{12}^*(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\,(R_2R_3 + X_2X_3) - 2\,\mathcal{I}m[\underline{A}_{12}^*(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33} - \underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\,(R_3X_2 - R_2X_3,)
\end{aligned} \tag{A.3}$$

$$\underline{A}_{12}^*(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\underline{Z}_2\underline{Z}_3^*+\underline{A}_{12}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)\underline{Z}_2^*\underline{Z}_3=$$
$$=2\,\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}^*(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\,(R_2R_3+X_2X_3)-$$
$$-2\,\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{12}^*(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\,(R_3X_2-R_2X_3)],$$

$$(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)\,\underline{Z}_2+(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)\,(\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{32})\,\underline{Z}_2^*=$$
$$=2\,\mathcal{R}e[\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,R_2-2\,\mathcal{I}m[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]X_2,$$

$$\underline{A}_{12}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{22}^*)\,\underline{Z}_3+\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{32})\,\underline{Z}_3^*=2\,\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{22}^*)]\,R_3-$$
$$-2\,\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{12}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,X_3,$$

$$\underline{A}_{12}^2\underline{A}_{33}^2+\underline{A}_{13}^2\underline{A}_{32}^2-\underline{A}_{12}\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*\underline{A}_{23}-\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}\underline{A}_{33}^*=|\,\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}\,|^2,$$

de sorte que

$$N=\underline{A}_{11}^2\,(R_2^2+X_2^2)\,(R_3^2+X_3^2)+|\,\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}\,|^2\,(R_2^2+X_2^2)+\underline{A}_{12}^2(R_3^2+X_3^2)-$$
$$-2\,\{\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)]\,R_3-\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)]\,X_3\}\,(R_2^2+X_2^2)+$$
$$+2[\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)\,R_2-\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)\,X_2]\,(R_3^2+X_3^2)-2\,\{\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,\times$$
$$\times\,(R_2R_3-X_2X_3)-\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,(R_2X_3+R_3X_2)\}-$$

(A.4)
$$-2\{\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\,(R_2R_3+X_2X_3)-\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\,(R_3X_2-$$
$$-R_2X_3)]\}+2\,\mathcal{R}e\,[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,R_2-2\,\mathcal{I}m\,[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\times$$
$$\times\,(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,X_2-2\,\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,R_3+2\,\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{12}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-$$
$$-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,X_3+|\,\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}\,|^2.$$

Si on ordonne l'expression (A.4) par rapport à R_2, X_2 on obtient :

$$N=\{\underline{A}_{11}^*(R_3^2+X_3^2)-2\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)]\,R_3+2\,\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{31}^*)]\,X_3+$$
$$+|\,\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}\,|^2\}\,(R_2^2+X_2^2)+2\,(\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)\,(R_3^2+X_3^2)-\{\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)+$$
$$+\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\}\,R_3+\{\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)+\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-$$
$$-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\}\,X_3+\mathcal{R}e\,[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)])\,R_2-2\,(\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)\,(R_3^2+X_3^2)-$$

(A.5)
$$-\{\mathcal{I}m[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)-\mathcal{I}m[\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\}\,R_3-\{\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]-$$
$$-\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]\}\,X_3+\mathcal{I}m\,[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)])\,X_2+$$
$$+\underline{A}_{12}^2(R_3^2+X_3^2)-2\,\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,R_3+2\,\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{12}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]\,X_3+$$
$$+\,|\,\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}\,|^2.$$

Mais

$$\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]+\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]=2\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{33})\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)-$$
$$-\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})],$$

(A.6)
$$\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]+\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]=2\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{33})\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)+$$
$$+\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}+\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{31})],$$

$$\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}_{12}^*\underline{A}_{33}^*-\underline{A}_{13}^*\underline{A}_{32}^*)]-\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}^*\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]=-2\,\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{33})\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12}^*)-$$
$$-\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{13}(\underline{A}_{11}^*\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{31}^*)],$$

$$\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{12}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{32})]-\mathcal{I}m\,[\underline{A}^*_{12}(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})]=-2\,\mathcal{I}m(\underline{A}_{33})\,\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}_{12})+$$
$$+\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{31})]$$

et en définitive

$$N=\{A^2_{11}(R^2_3+X^2_3)-2\,\mathcal{R}e[\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{31})]R_3+2\,\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{11}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{31})]X_3+$$
$$+|\,\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31}\,|^2\}\,(R^2_2+X^2_2)+2(\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12})(R^2_3+X^2_3)-2\,\{\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{33})\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12})-$$
$$-\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{13}\,(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+\underline{A}^*_{12}\underline{A}_{31})]\}\,R_3+$$
$$+\{2\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{33})\,\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12})+\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}+A_{12}\underline{A}^*_{31}\})]X_3+$$
$$+\mathcal{R}e\,[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})\,(\underline{A}^*_{12}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{32})])\,R_2-$$
$$-2\,(\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12})\,(R^2_3+X^2_3)+\{2\,\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{33})\,\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12})-\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{31})]\}\,R_3+$$
$$+\{2\,\mathcal{I}m\,(\underline{A}_{33})\,\mathcal{R}e\,(\underline{A}_{11}\underline{A}^*_{12})+\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{13}(\underline{A}^*_{11}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}^*_{31})]\}\,X_3+$$
$$+\,\mathcal{I}m\,[(\underline{A}_{11}\underline{A}_{33}-\underline{A}_{13}\underline{A}_{31})(\underline{A}^*_{12}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{32})]\}\,X_2+$$
$$+A^2_{12}(R^2_3+X^2_3)-2\,\mathcal{R}e\,[\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{12}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}^*_{32})]\,R_3+2\,\mathcal{I}m\,[\underline{A}_{12}(\underline{A}^*_{12}\underline{A}^*_{33}-\underline{A}^*_{13}\underline{A}_{32})]\,X_3+$$
$$+\,|\,\underline{A}_{13}\underline{A}_{32}-\underline{A}_{12}\underline{A}_{33}\,|^2. \tag{A.7}$$

Annexe 2

Compte tenu des relations (12) et (14) et tous calculs effectués on obtient :

$$\left\{\begin{aligned}
&\left[\frac{\partial^2 P_2}{\partial R^2_2}\right]_{\substack{R_2=\bar{R}_2\\ X_2=\bar{X}_2}}=-\,2ab\,\frac{\sqrt{4be-d^2}+c}{(\sqrt{4be-d^2}+c)^2}\,,\\
&\left[\frac{\partial^2 P_2}{\partial X^2_2}\right]_{\substack{R_2=\bar{R}_2\\ X_2=\bar{X}_2}}=-\,2ab\,\frac{\sqrt{4be-d^2}+c}{(\sqrt{4be-d^2}+c)^2}\,,\\
&\left[\frac{\partial^2 P_2}{\partial R_2\partial X_2}\right]_{\substack{R_2=\bar{R}_2\\ X_2=\bar{X}_2}}=0.
\end{aligned}\right. \tag{A.8}$$

Si on considère

$$\sqrt{4be-d^2}+c\neq 0 \tag{A.9}$$

alors

$$\left[\frac{\partial^2 P_2}{\partial R^2_2}\right]_{\substack{R_2=\bar{R}_2\\ X_2=\bar{X}_2}}=-\,\frac{2ab}{\sqrt{4be-d^2}+c}\,,\qquad \left[\frac{\partial^2 P_2}{\partial X^2_2}\right]_{\substack{R_2=\bar{R}_2\\ X_2=\bar{X}_2}}=-\,\frac{2ab}{\sqrt{4be-d^2}+c}\,. \tag{A.10}$$

Reçue le 3 novembre 1987

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Răduleţ R., *Bazele teoretice ale electrotehnicii.* Vol. **III**, Lit. Învăţ., Buc., 1955.
2. Rosman H., *Asupra teoremei transferului puterii active maxime.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XIV (XVIII)**, *1—2*, 334—340 (1968).
3. Поливанов К. М., *О коэффициенте полезного действия передач энергии через четырёхполюсник.* Электричество, *12*, 42—44 (1949).
4. Şora C., *Cuadripolul electric.* Ed. Tehn., Buc., 1964.
5. Сигорский В. П. *Общая теория четырехполюсника.* Изд. АН УССР, Киев, 1955.

ASUPRA TEOREMEI TRANSFERULUI PUTERII ACTIVE MAXIME PRINTR-UN CUADRIPOL GENERAL, ÎN REGIM PERMANENT ARMONIC

(Rezumat)

Se stabileşte teorema transferului puterii active maxime printr-un cuadripol general, în regim permanent armonic, în două variante, după cum cuadripolul este alimentat de un generator ideal de tensiune sau de un generator ideal de curent. În ambele variante se determină parametrii receptorului (la poarta *2, 2'*) care asigură transferul puterii active maxime, parametrii echivalenţi la poarta *3, 3'* fiind consideraţi constanţi.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.3.883.2

ON THE PREDICTION OF SERIES FERRORESONANCE

BY

SAVEL MITREA and ADRIAN ADĂSCĂLIŢEI

1. Introduction

Series ferroresonance can be described with good accuracy by using a piecewise-linear approximation of magnetisation curve of nonlinear reactor [1]. The authors of the mentioned paper are not confident of the utility of the linear model since the determination of the circuit parameters R and L is difficult. Besides, the transcendental equations describing the steady-state behaviour of the circuit are difficult to solve.

The aim of this paper is to show that the piecewise-linear model can enjoy utility in predicting ferroresonance. In what follows the authors show that approximate expressions for the minimum applied voltage to establish ferroresonance ($V_{\min}$) can be derived. In their turn the expressions for $V_{\min}$ enable us to find the capacitance beyond which ferroresonance can be expected. From the practical point of view the determining of the capacitance is important because it permits to find the length of lateral cable for distribution transformers such that ferroresonance not occur in the case of single-phase switching [2].

2. Deriving Expressions for $V_{\min}$

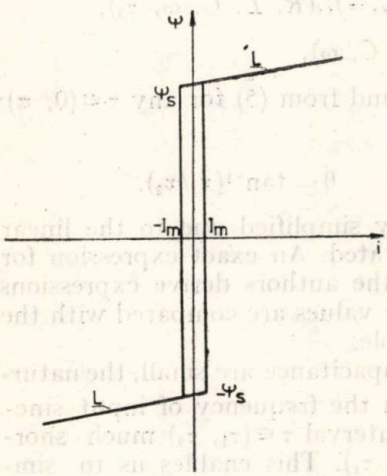


Fig. 1

The piecewise-linear approximation of the magnetisation curve of nonlinear reactor is shown in Fig. 1. The circuit is represented in Fig. 2 and the waveform of capacitor voltage, in Fig. 3.

The circuit is described on the constant-current interval $\tau \in (0, \tau_1)$, as ψ changes from ψ_s to $-\psi_s$, by the equations:

$$v_c = V_{c0} + \frac{1}{C}\int_0^t I_m \, dt', \tag{1}$$

$$\frac{d\psi}{dt} + v_c = V \sin(\omega t + \theta) \tag{2}$$

and on the varying-current interval $\tau \in (\tau_1, \tau_2)$, by the equations:

$$(3) \qquad LC\frac{d^2v_c}{dt^2}+RC\frac{dv_c}{dt}+v_c=V\sin(\omega t+\theta), \qquad (4) \qquad i=C\frac{dv_c}{dt}.$$

By using the adimensional variable $\tau=\omega t$ and considering $\psi_0=\psi_s$ at $\tau=0$, the solutions $\psi(\tau)$, $v_c(\tau)$, $i(\tau)$ are found by means of linear circuit theory. By setting the periodicity conditions $V_{c2}=-V_{c0}$ and $\tau_2=\pi$, we

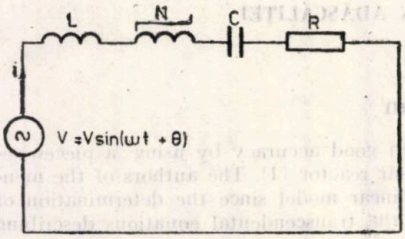


Fig. 2

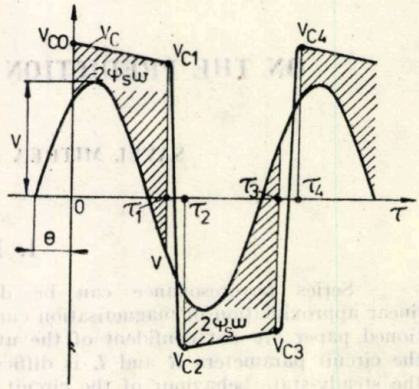


Fig. 3

obtain the steady-state equations that describe exactly the response waveform. The steady-state equations can be written in the form of three linear algebraic equations:

$$(5) \qquad \sum_{i=1}^{3} a_{ij}x_j=b_i, \quad (i=1,\ 2,\ 3),$$

where:

$$x_1=V\sin\theta,\ x_2=V\cos\theta,\ x_3=V_{c0},\ a_{ij}=f_{ij}(R,\ L,\ C,\ \omega,\ \tau_1),$$

$$b_i=f_i(I_m,\ \psi_s,\ R,\ L,\ C,\ \omega).$$

Exact values for x_1, x_2, V_{c0} can be found from (5) for any $\tau\in(0,\ \pi)$. Then V and θ are found from

$$(6) \qquad V=\sqrt{x_1^2+x_2^2}, \qquad (7) \qquad \theta=\tan^{-1}(x_1/x_2).$$

Although finding exact $V_{\min}$ is substantially simplified due to the linear form of (5) the problem might seem complicated. An exact expression for $V_{\min}$ cannot be obtained. For this reason the authors derive expressions for $V_{\min}$ that give approximate values. These values are compared with the exact ones to see if the difference is acceptable.

Since, in practice, the usual values of capacitance are small, the natural frequency $\Omega\simeq 1/\sqrt{LC}$ is much greater than the frequency of input sine-voltage ω. This results in a varying-current interval $\tau\in(\tau_1,\ \tau_2)$ much shorter than the constant-current interval $\tau\in(0,\ \tau_1)$. This enables us to simplify the calculations by assuming that the input voltage is constant during

the varying current interval. Under these conditions the constant current interval has the expression:

$$\tau = \tau_2 - \frac{\pi\omega}{\Omega}. \tag{8}$$

The steady-state equations are obtained by setting the periodicity conditions $V_{c2} = -V_{c0}$ and $\tau_2 = \pi$. One can see from (8) that if $\Omega \gg \omega$ then $\tau_1 = \pi$. The steady-state equations take the form:

$$\begin{cases} 2V\cos\theta - \pi V_{c0} = -2\psi_s\omega - \pi^2 \dfrac{I_m}{2C\omega}, \\ (1+e^{\delta/2})\ V\sin\theta + (1-e^{\delta/2})V_{c0} = \pi\dfrac{I_m}{C\omega}, \end{cases} \tag{9}$$

where $\delta = \pi R/(L\Omega)$ is the logarithmic decrement of natural response of series RLC circuit.

From (9) we find $V\cos\theta = f_1(V_{c0})$ and $V\sin\theta = f_2(V_{c0})$ respectively. Then we can write the expression of input—output amplitude characteristic:

$$V = \sqrt{(V\sin\theta)^2 + (V\cos\theta)^2} = f(V_{c0}). \tag{10}$$

The voltage $V_{\min}$ is found from (10) if V_{c0} takes the value for which $f(V_{c0})$ is a minimum. Consequently $f(V_{c0})$ is differentiated with respect to V_{c0}, the result is equated to zero, then V_{c0} is expressed in terms of circuit parameters and substituted into (10). One obtains finally:

$$V_{\min} = \frac{bc - ad}{\sqrt{b^2 + d^2}}, \tag{11}$$

where:

$$a = -\psi_s\omega - \pi^2\frac{I_m}{4C\omega}, \quad b = \frac{\pi}{2}, \quad c = \frac{\pi I_m}{C\omega(e^{\delta/2}+1)}, \quad d = \frac{e^{\delta/2}-1}{e^{\delta/2}+1}.$$

The corresponding capacitor voltage has the expression:

$$V_{c0}(V_{\min}) = -\frac{ab + cd}{b^2 + d^2}. \tag{12}$$

If we set $R = 0$ in (11) the following simple expression is obtained:

$$V_{\min} = \frac{\pi I_m}{2C\omega}. \tag{13}$$

The corresponding capacitor voltage obtained from (12), where $R = 0$, is given by:

$$V_{c0}(V_{\min}) = \frac{1}{\pi}\left(2\psi_s\omega + \frac{\pi^2 I_m}{2C\omega}\right). \tag{14}$$

One can see from (13) that V_{min} changes in invers proportion to C hence, in order that ferroresonance be avoided, the following condition is to be fulfilled :

$$C < \frac{\pi I_m}{2\omega V_{min}}. \tag{15}$$

3. Application

Exact and approximate values of the capacitance corresponding to $V_{min} = \psi_s \omega = V_{sat}$ are computed for the best fit circuit parameters from [1]. The parameters are the following: $L = 0.035$ H, $R = 0.37 + 12.85/C^{1/2} + 189/C$ Ω (where C — μF), $\omega = 120\pi$, $I_m = 0.221$ A, $\psi_s = 0.401$ Wb.

The values for C are the following : a) exact value by (5) : $C_5 = 7.1$ μF ; b) approximate value by (11) : $C_{11} = 7.5$ μF ; c) approximate value by (15) : $C_{15} = 6.1$ μF.

The approximate value computed by aid of (11) exceeds by 5.7% the exact one. The approximate value computed by aid of (15) is less than the exact one by 14%. This moderate departure from the exact value brings out the important role the hysteresis plays for the avoidance of ferroresonance.

4. Conclusions

The piecewise-linear model provides, by solving linear algebraic equations, the possibility of determining the exact value for capacitance beyond which sustained ferroresonant oscillations can develop. Expressions for V_{min} can be derived by resorting to certain approximations in solving the steady-state equations. The comparison of the approximate values, so obtained, with the exact values, show that the magnetizing current is very important in the avoidance of ferroresonance.

Received, December 17, 1987

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics and Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Feldman J. M., Cappabianca A. L., *On the Accuracy and Utility of Piecewise Linear Models of Ferroresonance*. IEEE Trans. on PAS, **PAS-97**, *2*, 469—477 (1978).
2. Hopkinson R. H., *Ferroresonant Overvoltage Control Based on TNA Tests on Three Phase Delta-Wye Transformer Banks*. IEEE Trans. on PAS, **PAS-86**, *10*, 1258—1265 (1967).

A SUPRA AMORSĂRII FEROREZONANŢEI SERIE

(Rezumat)

În vederea descrierii ferorezonanţei serie se utilizează liniarizarea pe porţiuni a buclei de histerezis magnetic. Datorită caracterului transcendent al ecuaţiilor de regim permanent nu poate fi dedusă o expresie analitică exactă pentru amplitudinea minimă a tensiunii de alimentare (V_{min}) la care apar oscilaţii întreţinute în circuitul ferorezonant serie. Recurgînd la anumite aproximări se deduc expresii pentru V_{min}. Se calculează valoarea exactă a capacităţii cînd $V_{min} = V_{nominal}$ şi apoi se compară cu valorile aproximative. Rezultă că valoarea intensităţii curentului de magnetizare este extrem de importantă în evitarea fenomenului de ferorezonanţă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621—501.1(021)

ON THE DIMENSION OF LINEAR DYNAMICAL SYSTEMS

BY

M. VOICU and OCTAVIAN PĂSTRĂVANU

1. Introduction

The mathematical modelling of a real dynamical system relies, on the solid knowledge of the phenomena, which proceed in that system, and of the general natural laws, adequately adapted and applied for the description of the above phenomena. It is unanimously accepted the opinion that the process of mathematical modelling is very important, because the practice shows that the frequently erroneous results of real dynamical systems analysis proceed from inadequate mathematical models. The compensatory consequence of this finding is a real avalanche of researches in different scientific fields, whose purpose consists in the mathematical modelling as starting point in the control strategies synthesis for the corresponding real dynamical systems. The gained mathematical models have the usual forms stated by System Theory [1], [2], this being one of a few influences of System Theory in mathematical modelling. It is easy to ascertain that in almost all textbooks of System Theory, in spite of giving certain examples of mathematical modelling, one considers tacitly that the mathematical modelling does not belong *in stricto sensu* to System Theory. Moreover the building of a methodology of mathematical modelling must surpass also other difficulties, some of them generated even from notions consistently defined in System Theory.

One of these notions is the dimension of dynamical systems. In System Theory this notion is a secondary one, following from the fact that the state is „that part of the present and past history of the system which is significant for the determination of the present and future output" [3]. The practice of mathematical modelling shows that this assertion may be converted into a practical criterion only in the case of simple systems. In the case of large scale systems it is not so easy to distinguish the „significant part" of the system history, i.e. the correct dimension of the state vector. The idea that the experimental identification may give the expected answer complicates the question, because the state dimension growth of the adopted mathematical model generally determines a diminution of the error function [1]. Consequently the state dimension growth is not a preferable solution. On the contrary the actual tendency shows that is preferable to reduce the mathematical model dimension [4], [5].

Some aspects regarding the state dimension, namely in the case of its over-description, was approached in [6], [7] and as a specific application in [8]. In this paper, which continues [9], some new theoretic results are proved, which allow the effective determination of correct dimension of a linear mathematical model in the situation of state over-description and

to write the corresponding state equation in keeping with the significant (linearly independent) components of the previously over-described state.

2. Main Results

Let P be a $p \times n$ real constant matrix with rank $P = n < p$ and let

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad t \in R_+, \quad x \in R^n, \quad u \in R^m, \tag{1}$$

$$z = Ez + Fu, \quad t \in R_+, \quad z \in R^p, \tag{2}$$

be two linear constant dynamical systems, where A, B, E and F are matrices of adequate dimensions.

Definition 1. System (1) is called left equivalent of system (2) if

$$z(t) = Px(t), \quad t \in R_+, \tag{3}$$

for some $z(0) \in R^p$, for each $x(0) \in R^n$ and for each p.c. (piecewise continuous) $u \in R^m$.

Theorem 1. *There exists for system (1) at least one left equivalent system.*

Proof. Consider

$$E = PAP^s + W(I_p - PP^s), \tag{4} \qquad F = PB, \tag{5} \qquad z(0) = Px(0), \tag{6}$$

where P^s is a left inverse of P, according to the definition

$$P^s P = I_n, \tag{7}$$

and W is an arbitrary $p \times p$ real matrix; I_p and I_n are the unit matrices of order p and n respectively.

Integrating (1) and (2) on the interval $[0, t]$ and substituting the results in (3) one obtains

$$z(0) + E\int_0^t z(s)\,ds + F\int_0^t u(s)\,ds = P\left[x(0) + A\int_0^t x(s)\,ds + B\int_0^t u(s)\,ds\right], \tag{8}$$

$t \in R_+$, for some $z(0) \in R^p$, for each $x(0) \in R^n$ and for each p.c. $u(t) \in R^m$ Substituting (3)...(6) into (8) it results that (3) is satisfied.

Theorem 2. *Systems (2), which is left equivalent of system (1), is partially state controllable. The dimension of the controllability subspace is at most n.*

The proof follows by calculation of the rank of state controllability matrix of (2) using (4) and (5).

The question of state over-description is after all one of certain linear dependencies between the state components as time functions.

Definition 2. System (2) is eventually state over-described with $p-n$ if there exists a $p \times n$ real constant matrix M with rank $M = n$, such that

$$(MM^s - I_p)\, z(t) = 0, \quad t \in R_+, \tag{9}$$

for some $z(0) \in R^p$, $z(0) \neq 0$, and for each p.c. $u(t) \in R^m$.

M^s is a left inverse of M, according to $M^s M = I_n$.

Theorem 3. *System (2) is eventually state over-described with $p-n$ if and only if it is left equivalent of an n-order system.*

Proof. *Necessity.* If (9) is true, then

$$z(t) = Mx(t), \quad t \in R_+, \tag{10}$$

satisfies (9) for each $x(0) \in R^n$ and for each p.c. $u(t) \in R^m$. Consequently system (2) is left equivalent of system (1).

Sufficiency. If (1) and (2) satisfy (10) for each $x(0) \in R^n$ and for each p.c. $u(t) \in R^m$, then differentiating (10) with respect to t and substituting (1), (2) and (4), (5) with $P = M$ it results finally

$$W(I_p - MM^s)\, z(t) = 0, \quad t \in R_+. \tag{11}$$

As W is an arbitrary real matrix, from (11) one obtains (9).

Theorem 4. *System (2) is eventually state over-described with $p-n$ if and only if*

$$\mathcal{I}m\, E \subseteq \mathrm{Ker}\,(MM^s - I_p), \tag{12}$$

$$\mathcal{I}m\, F \subseteq \mathrm{Ker}\,(MM^s - I_p), \tag{13}$$

$$z(0) \in \mathrm{Ker}\,(MM^s - I_p). \tag{14}$$

Proof. *Sufficiency.* If (12)...(14) are satisfied, then

$$(MM^s - I_p)\, z(t) = (MM^s - I_p)\, z(0) + (MM^s - I_p)\, E \int_0^t z(s)\, ds +$$

$$+ (MM^s - I_p)\, F \int_0^t u(s)\, ds = 0.$$

Necessity. If (9) is valid, then, in keeping with Theorems 1 and 3 relations (4)...(6) with $P = M$ are satisfied, i.e. relations (12)...(14) are true.

According to Theorem 4 it follows that

$$\mathcal{I}m\, [E, F] \subseteq \mathrm{Ker}\,(MM^s - I_p). \tag{15}$$

On the other hand $(MM^s - I_p)\, M = 0$, that impies $\mathcal{I}m\, M \subseteq \mathrm{Ker}\,(MM^s - I_p)$. Under these circumstances it follows that

$$\mathcal{I}m\, M = \mathcal{I}m\, [E, F], \tag{16}$$

which may be utilized for the effective gaining of M. At the same time one may assert the following

Theorem 5. *System (2) is eventually state over-described if and only if*

(17) $$\text{rank } [E, F] = n < p.$$

Each M which satisfies (16) generates a left equivalent system according to Definition 1.

Relation (17) signifies that system (2) has $p-n$ zero eigenvalues, whose corresponding modes are all uncontrollable (Hautus theorem, [10]). If these uncontrollable modes (i. e. eigenvalues) do not model physically observed or observable (by achieving adequate experiments) phenomena, then (17) represents a very simple criterion of state over-description. The presence of determinative „eventually" in Definition 1 and in the sequel is now justified.

The most advantageous manner to choose the matrix M and the transformation

(18) $$x = M^s z,$$

which allow to calculate

(19) $$A = M^s E M, \quad B = M^s F, \quad x(0) = M^s z(0),$$

i.e. the system of accurately described state, consists in the utilization (if possible) of all the vectors of canonical basis of R^p, which simultaneously belongs to $\mathcal{I}m\,[E, F]$, and the completion with orthogonal vectors, belonging also to $\mathcal{I}m[E, F]$, until the total number of vectors reaches $n = \text{rank } [E, F]$. Under these circumstances

(20) $$M^s = DM^T,$$

where $(\ )^T$ denotes the matrix transposition and D is an appropriate diagonal matrix.

These rows of M^s, which contain vanishing elements except a single one in each of them, achieve a selection of the significant (linearly independent) components of the over-described state z, which are also components of the accurately described state x. The other rows of M^s evidence linear combinations of some components of z, which generate new components of x. The particular situation when no canonical basis vector belongs to $\mathcal{I}m\,[E, F]$ emphasizes an inadequate choice of state variables in z, none of them representing an authentic component.

3. Example

Consider

$$\begin{bmatrix} \dot{z}_1 \\ \dot{z}_2 \\ \dot{z}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 1 \\ 1/2 & -1 & -1 \\ 1/2 & -1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 1/2 \\ 1/2 \end{bmatrix} u,$$

which has a null eigenvalue. It is obvious that rank $[E, F] = 2$, proving that the above system is eventually over-described.

The following subspaces equality

$$\mathcal{I}_m\,[E,\ F] = \mathcal{I}_m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/2 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix}$$

justifies the choice of elements in matrix M, i.e.

$$M = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1/2 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix}.$$

The transformation (18) leads to the system (1) with $x \in R^2$, $u \in R$, where

$$A = M^s E M = \begin{bmatrix} -1 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix}, \quad B = M^s F = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

The new state variables are related to the previous ones by means of the relations $x_1 = z_1$, $x_2 = z_2 + z_3$, which preserve the component corresponding to the column $(1\ \ 0\ \ 0)^T$ in the matrix M.

4. Conclusions

Theorem 5 states a practical criterion for state over-description of linear constant dynamical systems, under the assumption that the zero eigenvalue of the evolution matrix E does not model physically observed or observable phenomena. The accurately described state x and the corresponding input — state equation (1) may be determined with (18) and (19), i.e. on the basis of relation (16).

Received, December 14, 1987

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Automatisations and
Electrical Energy Utilisations

REFERENCES

1. Eykhoff P., *System Identification.* J. Wiley, New York, 1974.
2. Willems J. C., *Modelling Linear Systems.* 10th IFAC Congress, July, 26—31 1987, München ; Preprints, **9**, 1—10.
3. Kalman R. E., Falb P. L., Arbib M. A., *Topics in Mathematics System Theory.* McGraw-Hill, New York, 1969.
4. Litz L., *Reduktion der Ordnung linearer Zustandsraummodelle mittels modaler Verfahren.* Hochschulverlag, Stuttgart, 1979.
5. Roth H., *Ein neues Verfahren zur Ordnungsreduktion und Reglerentwurf auf der Basis des reduzierten Modells.* VDI-Verlag GmbH, Düsseldorf, 1984.
6. Johnson C. D., *State Over-description and Uncontrollability of Dynamical Systems* (I). Int. J. Control, **19**, *2*, 225—242 (1974).
7. Johnson C. D., *State Over-description and Uncontrollability of Dynamical Systems* (II). Int. J. Control, **19**, *5*, 1087—1100 (1974).
8. Rosman H., Savin Gh., Goraş L., Voicu M., *Cîteva observaţii referitoare, la circuitele liniare cu elemente conservative în exces.* CNEE'84, Univ. of Craiova, 2, 79—88 (1984).
9. Voicu M., *Pentru o teorie a modelării matematice.* Third Nat. Symp. on System Theory, Univ. of, Craiova, **1**, 76—80 (1984).
10. Wonham W. M., *Linear Multivariable Control, A Geometric Approach.* 2nd edition, Springer Verlag, New York, 1979.

ASUPRA DIMENSIUNII SISTEMELOR DINAMICE LINIARE

(Rezumat)

Dacă un sistem dinamic liniar constant are valori proprii nule necontrolabile care nu corespund unor fenomene fizice observate sau observabile (prin experimente adecvate) în cadrul sistemului, acesta are starea supradescrisă. Se enunţă un criteriu de supradescriere a stării şi se determină o transformare prin care se pune în evidenţă starea autentică a sistemului şi se obţine ecuaţia intrare — stare corespunzătoare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.317.738

THE APERIODIC Q-METER

BY

ADRIAN CREŢU, ELENA CREŢU and RADU COCIU

1. Introduction

Based on the conclusions obtained in [1], in the present paper we study a new procedure and instrument (patented in the S.R.R. [2]) meant to measure the *RLC* parameters of the linear coils and condensers.

2. The Structural Measuring Diagram and the Aperiodic Q-meter Functioning

The schematic circuit of the aperiodic Q-meter we have proposed is presented in Fig. 1. The measuring diagram itself essentially comprises a resonant complete aperiodic parallel circuit (RCAPC) and two current—voltage converters A_1 and A_2 respectively, having the input circuits series connected on the resistive—inductive and its resistive—capacitive branches.

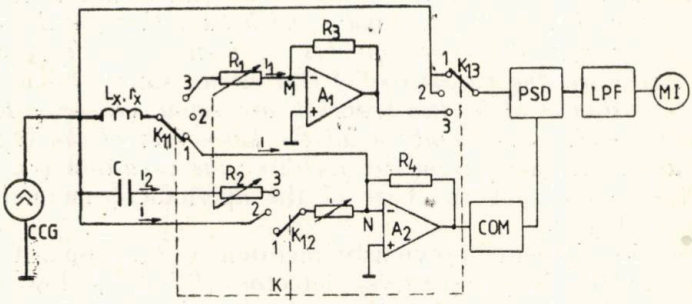


Fig. 1

The RCAPC is made of a resistive—inductive branch, obtained by series connecting the measuring coil, of L_x, r_x parameters with the variable resistor R_1 connected in parallel with a resistive—capacitive branch, obtained by series connecting a fix condenser C, supposed without losses, with adjustable resistors R_2 and r (M and N points are virtual ground points).

The RCAPC circuit tuning is accomplished by the simultaneous resistance tuning $R_1 = R_2$, mechanically coupled and by the r resistor. When the

resonance is produced on all the harmonics, in the RCAPC the well known condition [4] is achieved :

$$R_1+r_x=R_2+r=\sqrt{\frac{L_x}{C}}\,. \tag{1}$$

As a result of the study undertaken in [1] we obtained that the indication of the moment when the resonance in the RCAPC is produced by detecting the moment when the currents i_1 and i_2 quadrature takes place in the two branches of the circuit, shows important advantages in comparison with the wellknown procedure [4], [7] of the aperiodic resonance indication by controlling the voltage phase coincidence and the resonant circuit current considered. At the same time we can easily show that, while, at the moment of the complete-aperiodic resonance, in a RCAPC, the currents i_1 and i_2 which get through the branches of the circuit are always in the phase quadrature, the reciprocal is true only if the total resistances of the two branches are rigurously equal, their values simultaneously satisfying the condition (1) as well.

Indeed, the initial phases of the currents $\underline{I}_1$ and $\underline{I}_2$ from the RCAPC branches have the analytical expressions (Fig. 1, the switches K_{11} ... K_{13} on position *3*) :

$$\varphi_1=\text{arc tg}\,\frac{\omega L_x}{R_1+r_x}\;;\;\varphi_2=-\text{arc tg}\,\frac{1}{\omega C\,(R_2+r)}\,. \tag{2}$$

From (2) it results that $\underline{I}_1$ and $\underline{I}_2$ signals are in quadrature ($\varphi_1+|\varphi_2|=\pi/2$) for any values of the RCAPC circuit parameters which satisfy the known condition, also frequencey independent [3] :

$$(R_1+r_x)\,(R_2+r)=\frac{L_x}{C}\,. \tag{3}$$

Comparing the conditions (1) and (3) we can establish the following

Theorem. *If the currents i_1 and i_2 wich pass through the inductive—active and the capacitive—active branches, respectively, of a parallel circuit are in the quadrature (the parameters of that circuit satisfy the condition (3)) and the total resistances of the two branches are equal ($R_1+r_x=R_2+r$), then the considered circuit is resonant on all the harmonics of the supply signal (completely aperiodic), its parameters fulfilling the condition (1).*

This theorem lies at the base of the aperiodic Q-meter functioning represented in Fig. 1.

Besides the elements previously mentioned, the apparatus diagram also comprises : a phase sensitive detector (PSD), a low pass filter (LPF), a circuit which formes the rectangular impulses (comparator) (COM), a magnetoelectric instrument (MI), having part of a null indicator, a constant current generator (CCG) and a tripole switch K with three sections, K_{11}, K_{12} and K_{13}.

The parameters r_x, L_x measurement of any linear coil comprises the following stages :

a) The r_x loss resistance is determined by a substitution method, comparing the resistive component of the drop voltage from the measuring coil terminals with the drop voltage obtained at the variable r resistor terminals. In this purpose we proceed in the following way :

1° We put the $K_{11} \dots K_{13}$ switches on position *1*, so that supposing that the input impedance of the PSD is practically infinite ($i_i=0$), at its measurement input we apply the signal:

$$\underline{U}_M=\underline{U}=\underline{Z}_x \underline{I}, \tag{4}$$

where $\underline{I}$ represents the complex phasor of the current, provided by the constant current generator CCG, having the effective value I rigurously constant, not depending on its load impedance module, and $\underline{Z}_x$ is the impedance of the measuring coil, given by:

$$\underline{Z}_x=r_x+j\omega L_x. \tag{5}$$

At the control input of the PSD we apply a rectangular signal, having the phase coincidence of the sinusoidal signal:

$$\underline{U}_e=-R_4\underline{I}. \tag{6}$$

The α deflection of the magnetoelectric instrument (MI) connected, together with the low pass filter (LPF), in the PSD output circuit, has the expression [8]:

$$\alpha=S_{PSD}\, U_M \cos(\widehat{\underline{U}_M\,;\ \underline{U}_e}), \tag{7}$$

which, taking into account (4) and (6), leads to the value:

$$\alpha_1=S_{PSD}\, Z_x I \cos(\widehat{\underline{Z}_x\underline{I}\,;\ -R_4\underline{I}})=-S_{PSD}\, Z_x I \frac{r_x}{Z_x}=-S_{PSD}\, I r_x, \tag{8}$$

where S_{PSD} denotes the total measurement sensitivity of the used phase sensitive detector PSD.

2° We turn the switches $K_{11} \dots K_{13}$ on position *2*, situation where at the PSD measurement input we apply the signal:

$$\underline{U}'_M=r\underline{I} \tag{9}$$

and at its control input we apply the same $\underline{U}_e$ signal (relation (6)) as in the first stage.

The α deflection of the MI instrument, obtained from (7), considering (6) and (9), has, in this new situation, the value:

$$\alpha_2=S_{PSD}\, rI \cos(\widehat{r\underline{I}\,;\ -R_4\underline{I}})=-S_{PSD}\, Ir. \tag{10}$$

If we adjust the r resistor till the value α_2 of the α deviation becomes equal to α_1, as the current $\underline{I}$ is constant, not depending on the switches $K_{11} \dots K_{13}$ position, from (8) and (10) it results immediately:

$$r_x=r', \tag{11}$$

where r' denotes the value of the resistance r for which $\alpha_1=\alpha_2$.

b) For the measurement of the L_x inductance, with the resistor r adjusted at the value r' given by (11), we turn the switches $K_{11} \dots K_{13}$ on position *3*, situation in which at the PSD inputs we apply the signals:

(12) $\underline{U}_M = -R_3\underline{I}_1$, respectively: (13) $\underline{U}_c = -R_4\underline{I}_2$,

where $\underline{I}_1$ is the current complex phasor from the resistive—inductive branch, and $\underline{I}_2$ — from the resistive—capacitive branch of the RCAPC.

We simultaneously adjust the resistances $R_1 = R_2$, mechanically coupled, until the α deflection of the magnetoelectric instrument becomes zero. At this moment, as it results from the equation (7), taking into account (12) and (13), the currents $\underline{I}_1$ and $\underline{I}_2$ are in phase quadrature and the RCAPC circuit is at resonance, because the total resistances of its branches satisfy the condition:

$$R_1 + r_x = R_2 + r' = R' + r' = \sqrt{\frac{L_x}{C}}, \tag{14}$$

where R' denotes the value of the resistances $R_1 = R_2$ at the moment of the α deflection cancelling.

From the condition (14) we immediately obtain:

(15) $L_x = (R' + r')^2 C = R^2 C$, where: (16) $R = R' + r' = R_1 + r_x = R_2 + r'$.

In a similar way we can also measure the C_x, r_{cx} parameters of a linear condenser with losses (series equivalent circuit); in this purpose, the condenser to be measured must be connected in the place of the L_x, r_x coil, and at the place of the C condenser we connect a coil with known parameters.

3. The Aperiodic Q-meter Measurement Sensitivity. Measuring Errors

The studied aperiodic Q-meter measurement sensitivity, defined by the ratio between the α deflection variation of the magnetoelectric instrument MI and the RCAPC tuning parameter variation, can be calculated from its functioning equation (7) which, considering (12) and (13), can be written as:

$$\alpha = S_{PSD}\, U_M \cos(-R_3\underline{I}_1 \widehat{;} -R_4\underline{I}_2) = S_{PSD}\, U_M \cos(\varphi_1 + |\varphi_2|), \tag{17}$$

where the initial phases φ_1 and φ_2 are given by (2).

From the relations (2) and (16), the equation (17) finally becomes:

$$\alpha = S_{PSD} U_M \omega \frac{R^2 C - L_x}{\sqrt{(R^2 + \omega^2 L_x^2)(R^2\omega^2 C^2 + 1)}}. \tag{18}$$

Supposing that U_M signal remains constant, the Q-meter measurement sensitivity, according to the above definition, results from the equation (18) and has the final expression:

$$S_\alpha = \left.\frac{d\alpha}{dR}\right|_{U_M = \text{const.}} = S_{PSD} U_M \frac{\omega R(L_x + R^2 C)(\omega^2 L_x C + 1)^2}{[(R^2 + \omega^2 L_x^2)(\omega^2 R^2 C^2 + 1)]^{3/2}}. \tag{19}$$

In the moment when the complete-aperiodic resonance takes place, the Q-meter sensitivity, obtained from (19), with condition (15), has the value:

$$S_{\alpha 0}=S_{\mathrm{PSD}}\,U_M\,\frac{2\omega C}{\omega^2R^2C^2+1}. \tag{20}$$

From the relation (20), in Fig. 2 we have drawn the curves of practical interest: $S_{\alpha 0}=f(R)$ at ω, $C=$const.; $S_{\alpha 0}=f(\omega)$ at R, $C=$const. and $S_{\alpha 0}=f(C)$ at ω, $R=$ =const.

As the total sensitivity S_{PSD} of the PSD detector mainly includes the measurement sensitivity of the MI magnetoelectric instrument we have used (depending on the accuracy to be achieved this can be a microammeter or a great sensitivity galvanometer), from (20) it results that the determination errors of the currents quadrature in the case of the Q-meter proposed are practically negligible for a very large interval of values of the parameters to be measured.

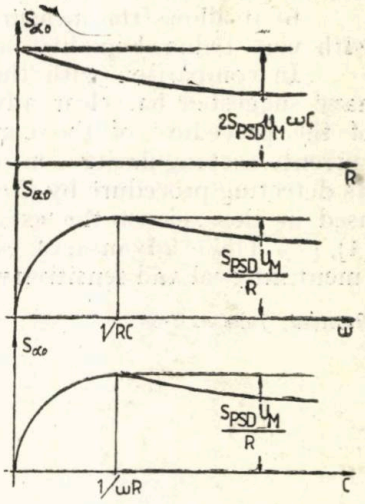


Fig. 2

As it also results from Fig. 2 according to the relation (20), we can establish for each measurement subrange of the L_x inductance, optimal working values of the frequency (ω pulsation) and C capacity, which can ensure a maximal measuring sensitivity, practically constant ($S_{\alpha 0m}=S_{\mathrm{PSD}}\,U_M/R$), on the whole Q-meter measuring interval.

The inductance L_x measuring errors, obtained when analysing the relation (15), are mainly determined by the constructive errors of the double resistor $R_1=R_2=R'$ (double potentiometer, of accuracy), of the adjustable r resistor (decade resistance box or accuracy potentiometer) and of the fix condenser C.

The measuring errors of the loss resistance r_x are determined by the constructive errors of the resistor r and of the errors ($\Delta i/i$) of the constant current source CCG used at the construction of the Q-meter.

The actual stage of development of electronics offers us the possibility of building many variants of the aperiodic Q-meter schematic circuit represented in Fig. 1. The complexity and the cost price of these constructive variants are determined by the metrological performances (accuracy, sensitivity, measurement range) which are to be achieved.

4. Conclusions

We suggest and study a new procedure and instrument (aperiodic Q-meter) destined to the RLC parameters measurement of the linear coils and condensers.

The proposed Q-meter, based on the use of the RCAPC properties, has, in comparison with the classical ones, currently used in the electric measurements technique, the following advantages:

a) the calculus relations of the parameters L_x, r_x do not depend on the supply signal frequency, the value of the lattest affecting only the instrument measuring sensitivity (s. relation (20)) ;

b) it allows the measurement of the condensers and coils parameters with very reduced quality factors, in the low and audio frequencies field.

In comparison with the known aperiodic Q-meters, the Q-meter we have suggested has clear advantages which derive from the superiority of the procedure of the complete-aperiodic resonance indication by the currents rectangularity control from the RCAPC branches [2], as against its detecting procedure by the current and voltage phase coincidence control used in the case of the existent aperiodic Q-meters at the present stage [4], [7]. These advantages, especially referring to the instruments measurement interval and sensitivity have already been analysed in [1].

Received, June 9, 1987

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electrotechnics and
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Creţu Adr., Creţu El., *About Resonance Indication in Complete Aperiodic Parallel Circuits (RCAPC)*. Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXIII (XXXVII)**, *1—4*, s. III (1987).
2. Creţu Adr., *Metodă de zero şi aparat pentru indicarea rezonanţei în circuitele derivaţie complet-aperiodice*. Patent R.S.R., nr. *91 877* (1987).
3. Savin Gh., *Metode pentru măsurarea inductanţelor şi capacităţilor în regim permanent armonic şi nearmonic prin defazarea curenţilor la 90°*. Ph. D. Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1961.
4. Patachi N. et al., *Q-metru aperiodic*. Patent R.S.R., nr. *67 413* (1979).
5. Westra M., Falls S., Dak S., *Inductance Meter*. Patent USA, nr. *4 258 315* (1981).
6. Sparber R., Wheaton Il., *Impedance/Admittance Measuring Circuit*. Patent USA, nr. *4 283 675* (1981).
7. Creţu Adr., *Metodă şi aparat pentru indicarea rezonanţei în circuitele electrice*. Patent R.S.R., nr. *87 119* (1985).
8. Creţu Adr., *Detector—amplificator sensibil la fază*. Patent R.S.R., nr. *83 632* (1983).

Q-METRU APERIODIC

(Rezumat)

Se propune şi se studiază un nou procedeu şi un instrument (Q-metru aperiodic) destinate măsurării parametrilor bobinelor şi condensatoarelor liniare.

Funcţionarea Q-metrului aperiodic propus se bazează pe indicarea rezonanţei intr-un circuit paralel complet-aperiodic (CRPCA), prin detectarea momentului cuadraturii curenţilor din ramurile acestuia, cu ajutorul a două convertoare curent—tensiune, avind circuitele lor de intrare înseriate pe ramurile CRPCA, asociate cu un detector sensibil la fază şi cu un instrument magnetoelectric, cu rol de indicator de nul. Acest procedeu, caracterizat printr-o sensibilitate de măsurare mult mai ridicată decît cea realizată în cazul procedeului binecunoscut de indicare a rezonanţei complet-aperiodice prin controlul coincidenţei fazelor tensiunii şi curentului CRPCA, permite măsurarea parametrilor *RLC* ai unor circuite cu factori de calitate foarte reduşi, la frecvenţe joase şi audio.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 537.226.8

L'INFLUENCE DE LA TEMPÉRATURE SUR LES PARAMÈTRES DU SCHÉMA ÉLECTRIQUE ÉQUIVALENT DES DIÉLECTRIQUES POLAIRES LIQUIDES

CARACTÉRISTIQUES ISOTANGENTES

PAR

DANA BALAN, TRAIAN BALAN et ROMEO CIOBANU

1. Introduction

Une caractérisation complète de la polarisation d'orientation exige la connaissance de l'influence exercée par deux paramètres essentiels — la fréquence et la température, sur les grandeurs caractéristiques du matériel, tg δ, ε', ε''.

Dans le cas des diélectriques liquides, à partir du schéma électrique dipolaire équivalent, dont les élements sont déterminés par des caractéristiques expérimentales (de catalogue) en fonction de la fréquence [1], on a observé quelques régimes de fonctionnement où le modèle proposé mène à des résultats susceptibles à être vérifiés par voie expérimentale [2].

Si l'on considère les transformations irreversibles d'énergie pendant le processus de la polarisation d'orientation des diélectriques polaires liquides qui déterminent l'accroissement de la température de ceux-ci et qui influencent aussi la température ambiante, on constate que les caractéristiques de température deviennent aussi importantes que celles de la fréquence. C'est pourquoi des précisions concernant le domaine de la température de travail et les caractéristiques tg $\delta(T)$ et $\varepsilon(T)$ des produits de ce type s'avèrent nécessaires.

Dans ce qui suit on établit le domaine optimum de fonctionnement (ω, T) des diélectriques polaires liquides, de telle sorte que les effets du processus de vieillissement soient minima.

2. Caractéristiques de température

La température intervient en tant que paramètre dans l'expression du temps de relaxation des molécules des diélectriques polaires liquides, τ.

On a proposé pour ce temps de relaxation plusieurs lois de variation en fonction de la température, dans lesquelles des grandeurs microscopiques du matériel se font remarquer. Debye a proposé pour le temps de relaxation la relation :

$$\tau = 4\pi\eta \frac{a^3}{KT}, \tag{1}$$

où η est le coefficient de viscosité du matériel et a — le rayon de la molécule polaire, supposée sphérique.

Une autre formule a été proposée par Eyring :

$$\tau = \frac{h}{KT} \exp \frac{\Delta E}{KT}, \tag{2}$$

où ΔE représente l'énergie d'activation des phénomènes de relaxation.

Dans l'ouvrage [3] on indique la relation :

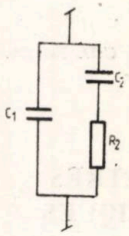


Fig. 1

$$\tau = \frac{1}{2\nu} \exp \frac{U_1}{KT}, \tag{3}$$

où ν est la fréquence des oscillations thermiques des molécules et U_1 — la barrière de potentiel que la molécule doit surmonter afin de passer d'une position à l'autre.

Dans le schéma électrique équivalent des diélectriques polaires liquides [4] (Fig. 1), le temps de relaxation intervient sous la forme :

$$\tau = R_2 C_2, \tag{4}$$

les éléments du schéma ayant des significations attachées aux processus de polarisation, où: C_1 est la capacité qui correspond au phénomène de polarisation électronique, C_2 — la capacité qui correspond à la polarisation dipolaire, R_2 — la résistance équivalente aux pertes dipolaires de telle façon que le temps de relaxation défini par (4) correspond au temps réel de déroulement du phénomène.

Si C_0 est la capacité de la cellule étalon, sans diélectrique, les grandeurs ci-dessus interviennent dans la definition de certaines grandeurs caractéristiques :

$$\varepsilon'_s = \lim_{\omega \to 0} \varepsilon' = \frac{C_1 + C_2}{C_0}, \quad \varepsilon'_\infty = \lim_{\omega \to \infty} \varepsilon' = \frac{C_1}{C_0}. \tag{5}$$

À des températures constantes, les paramètres du schéma équivalent ne dépendent pas de la fréquence et peuvent être déterminés à l'aide des caractéristiques expérimentales [1].

Dans ce qui suit on propose une tentative d'introduire la température dans l'expression du temps de relaxation (4), par une dépendance exponentielle du type (2) ou (3).

Dans ce but on considère la Fig. 2, où sont représentées les caractéristiques de fréquence aux différentes températures et la Fig. 3 qui met en évidence que le rapport $\varepsilon'/\varepsilon_0$ est une fonction linéaire de température.

Compte tenu que ε'_∞ (Fig. 2) est constant par rapport à la température, on considère la capacité C_1 indépendante de ce paramètre (v. (5)). Pour C_2 on peut accepter une loi de variation linéaire tandis que pour la résistance non-linéaire qui correspond aux pertes diélectriques on considère une dépendance exponentielle en fonction de température.

Les paramètres du schéma équivalent deviennent des fonctions de température, à savoir :

$$C_1 = \text{const.}, \quad C_2 = a - bT, \quad R_2 = \frac{\alpha}{KT} \exp \frac{\beta}{KT}, \tag{6}$$

où l'on peut déterminer les coefficients a, b, α, β en fonction des caractéristiques expérimentales.

Le temps de relaxation devient dans ce cas :

$$\tau = R_2 C_2 = \frac{(a - bT)\,\alpha}{KT} \exp \frac{\beta}{KT}. \tag{7}$$

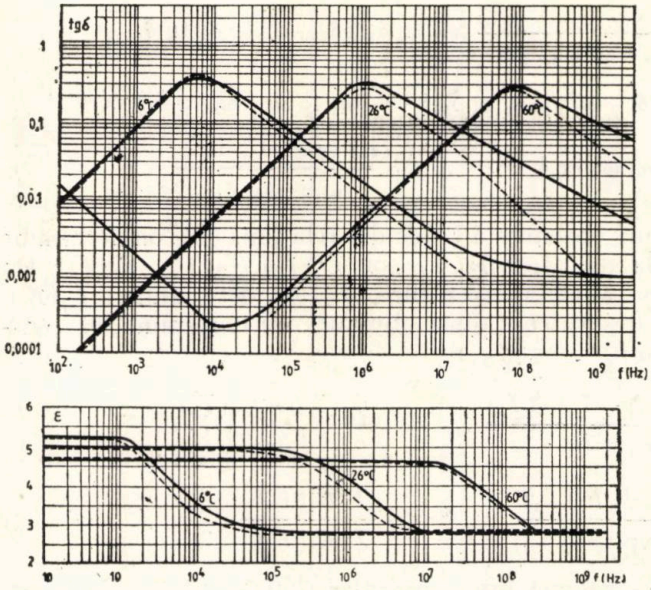


Fig. 2

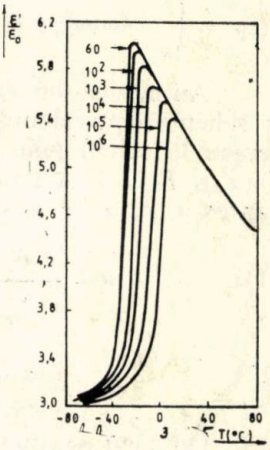


Fig. 3

3. La détermination des constantes des caractéristiques d'approximation, $\tau\,(T)$

On peut déterminer les constantes qui interviennent dans les expressions des caractéristiques de température si l'on connaît les valeurs des éléments du schéma équivalent à deux températures différentes. On peut employer dans ce but les résultats obtenus dans [1], où bien une méthode à deux points de coïncidence.

Soit le dipôle équivalent de la Fig. 1, où $C=C_1+C_2$ peut être déterminé à l'aide d'une mesure effectuée en régime transitoire (en ce cas les pertes qui proviennent de la polarisation sont pratiquement nulles, c'est-à-dire $R_2=0$). Si l'on note le rapport des deux capacités par $y=C_2/C_1$, les éléments du schéma sont exprimés par les relations :

$$C_1=\frac{C}{1+y},\quad C_2=yC_1,\quad R_2=\frac{\tau}{C_2}, \tag{8}$$

$$\operatorname{tg}\delta=\frac{y}{1+y+\omega^2\tau^2}. \tag{9}$$

Soit, à une certaine température, les paires de valeurs ω_1, tg δ_1 et ω_2, tg δ_2 situées d'un côté et de l'autre de l'extrémum de la fonction tg $\delta(\omega)$. Introduites dans la relation (9), elles déterminent un système d'équations, en τ et y, ayant pour solutions :

$$(10)\quad \begin{cases} \tau = \dfrac{1}{2(\omega_1\omega_2^2 \operatorname{tg}\delta_2 - \omega_1^2\,\omega_2 \operatorname{tg}\delta_1)}\,\{\omega_2^2 \operatorname{tg}\delta_1 \operatorname{tg}\delta_2 - \omega_1^2 \operatorname{tg}\delta_1 \operatorname{tg}\delta_2 \pm \\ \pm\,[(\omega_2^2 \operatorname{tg}\delta_1 \operatorname{tg}\delta_2 - \omega_1^2 \operatorname{tg}\delta_1 \operatorname{tg}\delta_2)^2 - 4\,(\omega_1 \operatorname{tg}\delta_2 - \omega_2 \operatorname{tg}\delta_1)\,\times \\ \times(\omega_1\omega_2^2 \operatorname{tg}\delta_2 - \omega_1^2\,\omega_2 \operatorname{tg}\delta_1)]^{1/2}\}\,, \quad y = \dfrac{\omega_1^2 \operatorname{tg}\delta_1\tau^2 + \operatorname{tg}\delta_1}{\omega_1\tau - \operatorname{tg}\delta_1}\,. \end{cases}$$

Au moyen des valeurs obtenues à l'aide des relations (10) on détermine le schéma équivalent à la température T_1, soit $C_1(T_1)$, $C_2(T_1)$, $R_2(T_1)$. On répète le calcul pour une autre température, T_2, en déterminant $C_1(T_2)$, $C_2(T_2)$, $R_2(T_2)$. À l'aide des valeurs ainsi obtenues on détermine les constantes a, b, α, β, à savoir :

$$(11)\qquad a = \frac{T_2C_2(T_1) - T_1C_2(T_2)}{T_2 - T_1}\,, \qquad b = \frac{C_2(T_2) - C_2(T_1)}{T_2 - T_1}\,,$$

$$(12)\qquad \alpha = \frac{KT_1R_2(T_1)}{\exp\,(\beta/KT_1)}\,, \qquad \beta = \ln\frac{T_1R_2(T_2)}{T_2R_2(T_1)}\,.$$

On peut vérifier les valeurs des constantes déterminées à l'aide des relations (6), (11) et (12), à une autre température, T_3, pour laquelle on connaît les caractéristiques $\operatorname{tg}\delta(\omega)$ et $\varepsilon'(\omega)$.

Les caractéristiques de température (6) peuvent être utilisées en vue de la détermination de l'influence exercée par la température sur $\varepsilon_r'(\omega)$ et $\operatorname{tg}\delta(\omega)$, compte tenu des relations :

$$(13)\qquad \varepsilon_r' = \frac{C_1}{C_0} + \frac{C_2}{C_0}\cdot\frac{1}{1+\omega^2\tau^2}\,, \quad \operatorname{tg}\delta = \frac{C_2\,\omega\tau}{C_1 + C_2 + C_1\omega^2\tau^2}\,.$$

Dans ce but on impose, dans (9), une valeur constante pour $\operatorname{tg}\delta$ et l'on détermine les limites de fréquence, à une température constante, entre lesquelles $\operatorname{tg}\delta$ a des valeurs inférieures à une limite imposée :

$$(14)\qquad f_{1,2} = \frac{1}{4\pi\tau^2C_1 \operatorname{tg}\delta}\,[C_2 \pm \sqrt{(C_2^2\tau^2 + 4\tau^2C_1 \operatorname{tg}^2\delta(C_1 + C_2)\,\pi}\,]\,.$$

Si l'on reprend le calcul avec la même valeur de la $\operatorname{tg}\delta$, mais à d'autres valeurs de température, on obtient des caractéristiques du type représenté dans la Fig. 4, capables de fournir des informations remarquables dans les applications pratiques.

De la sorte, les éléments du schéma équivalent permettent d'obtenir des renseignements concernant la réaction des diélectriques polaires à la variation de la fréquence et de la température et toutefois l'algorithme établi se prête au calcul automatique. Un pareil programme emploie les données des caractéristiques fournies par le producteur, à savoir (ω_1, $\operatorname{tg}\delta_1$) et ($\omega_2$, $\operatorname{tg}\delta_2$), pour deux températures distinctes de fonctionnement. Pour chaque température, à l'aide de y et τ (v. (10)), on détermine les éléments du schéma équivalent (v. (8)), puis, en utilisant les relations (11) et (12), on

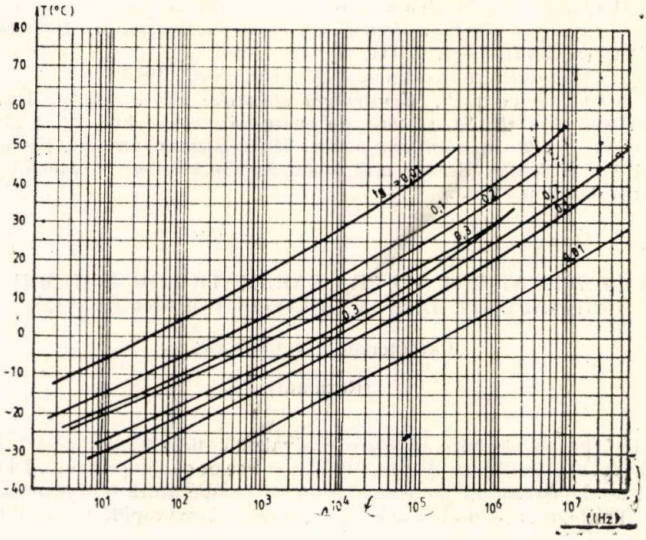


Fig. 4

peut obtenir les constantes des caractéristiques de température (v. (6)). En fonction de la température on détermine les sets de valeurs (6) et puis $\operatorname{tg}\delta(\omega)$, $\varepsilon'(\omega)$, qui permettent à tracer les caractéristiques isotangentes.

Les caractéristiques représentées dans les Fig. 2...4, correspondent à ARACLOR 1 254 [6]; les résultats expérimentales sont tracés par ligne continue tandis que les caractéristiques obtenues par le calcul, suivant la méthode proposée ci-dessus, en pointillé.

4. Conclusions

1. Afin de mettre en évidence l'influence exercée par la température sur les caractéristiques de polarisation des diélectriques polaires liquides, on a admis une dépendance non-linéaire du temps de relaxation en fonction de la température. Par cette voie on a réussi d'établir l'influence exercée par la température sur les valeurs des éléments du schéma équivalent.

2. Au moyen du schéma proposé on peut tracer des caractéristiques de température à une fréquence constante, qui, eventuellement, ne soient pas données par la firme productrice et l'on peut trouver le domaine (fréquence — température) de fonctionement optimum où $\operatorname{tg}\delta$ ne dépasse pas une valeur imposée.

Reçue le 20 décembre 1987

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures et Machines électriques

BIBLIOGRAPHIE

1. Balan T., Balan D., *Metodă de determinare a parametrilor schemei electrice echivalente dielectricilor polari lichizi.* Symp. de Technol. électron. et fiabilité, Inst. Polyt., Jassy, 1—3 dec. 1983, I, 125—129.

2. Balan D., Balan T., Ciobanu R., *Contribuţii la studiul comportării dielectricilor polari lichizi în cîmpuri electrice alternativ nesinusoidale.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXII (XXXVI)**, *1–4*, s. III, 65–69 (1986).
3. Popescu C., *Materiale electrotehnice.* EDP, Bucureşti, 1960.
4. Ifrim A., Noţingher P., *Construirea schemelor echivalente ale condensatoarelor cu dielectrici neideali.* St. şi cerc. de energ. şi electrotehn., **22**, *1* (1972).
5. Поплавко У. М., *Физика диэектриков.* Изд. Вышая школа, Киев, 1980.
6. v., Hippel A., *Molecular Science and Molecular Engineering.* Chapman a. Hall, New-York, London, 1965.

INFLUENŢA TEMPERATURII ASUPRA PARAMETRILOR SCHEMEI ELECTRICE ECHIVALENTE DIELECTRICILOR POLARI LICHIZI

Caracteristici izotangente

(Rezumat)

Elementele schemei electrice dipolare echivalentă dielectricilor polari lichizi sînt utilizate atît la stabilirea caracteristicilor de frecvenţă cît şi a celor de temperatură. Din asocierea acesitor caracteristici se detaşează un domeniu optim de temperatură — frecvenţă, în care nu se depăşesc anumite limite ale tg δ, deci în care se evită degradarea rapidă termică a diaelectricului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.318.3

SUR LE FONCTIONNEMENT DES ÉLECTRO-AIMANTS MONOPHASÉS À COURANT ALTERNATIF DE TYPE U—I MUNIS AVEC DES BAGUES DE DÉPHASAGE

PAR

EUGEN HNATIUC

1. Introduction

La principale question concernant le fonctionnement des électro-aimants monophasés à courant alternatif est d'éliminer les vibrations mécaniques de leur armature mobile dues aux valeurs minima de la force de retenue, inférieures aux celles de la force antagoniste.

D'habitude on utilise dans ce but une spire en court-circuit qui embrasse une portion de la surface polaire, en résultant des valeurs minima de la force active, supérieures aux celles de la force antagoniste.

2. Le calcul de l'angle de déphasage entre les deux flux magnétiques dans l'entrefer d'un électro-aimant à courant alternatif muni par une spire en court-circuit

On considére un électro-aimant monophasé à courant alternatif de type U—I avec une bague de déphasage (Fig. 1) et on introduit les notations suivantes: S—la section transversale du noyau magnétique, S_1—la section du noyau embrassée par la bague de déphasage, S_2 — la section du noyau qui n'est pas embrassée par la spire en court-circuit, $\underline{\Phi}$ — le flux magnétique produit par la bobine de l'électro-aimant ayant les composantes $\underline{\Phi}_1$ et $\underline{\Phi}_2$, $\underline{\Phi}_{e1}$ — le flux magnétique résultant embrassé par la bague de déphasage, $\underline{\Phi}_{e2}$—le flux magnétique résultant dans la région située hors de la spire en court-circuit.

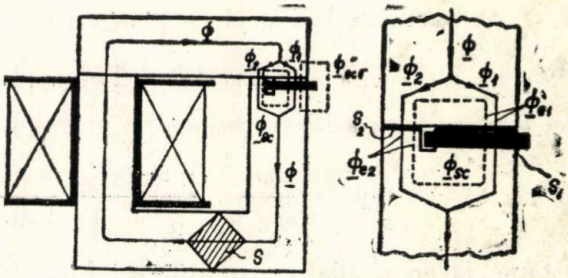


Fig. 1

Puisque la tension d'alimentation du circuit de la bobine de l'électro-aimant est sinusoïdale, on peut écrire l'expression du phasor du flux magnéque sous la forme :

(1) $$\underline{\Phi} = \Phi e^{j\omega t},$$

où ω est la pulsation de la tension de la source et Φ—l'amplitude du flux magnétique.

En négligeant le flux magnétique de dispersion de l'électro-aimant, ($\Phi_{sc\tau}$), compte tenu des valeurs très petites de l'entrefer résiduel, on peut considérer les composants $\underline{\Phi}_1$ et $\underline{\Phi}_2$ du flux magnétique $\underline{\Phi}$ proportionels respectivement avec les surfaces S_1 et S_2, à savoir :

(2) $$\underline{\Phi}_1 = \underline{\Phi}\frac{S_1}{S} = \underline{\Phi}\frac{m}{m+1}, \quad \underline{\Phi}_2 = \underline{\Phi}\frac{S_2}{S} = \underline{\Phi}\frac{1}{m+1}, \quad m = \frac{S_1}{S_2}, \quad S \cong S_1 + S_2.$$

Le flux magnétique variable résultant, $\underline{\Phi}_{e1}$, induit dans la spire en court-circuit une tension électromotrice :

(3) $$\underline{E}_{sc} = -j\omega\underline{\Phi}_{e1},$$

de la sorte que le courant dans la bague de déphasage résulte :

(4) $$\underline{I}_{sc} = \frac{\underline{E}_{sc}}{\underline{Z}_{sc}} = -j\frac{\omega}{\underline{Z}_{sc}}\underline{\Phi}_{e1}\, e^{-j\varphi_{sc}}.$$

avec

$$\underline{Z}_{sc} = R_{sc} + j\omega L_{sc}, \quad \varphi_{sc} = \text{arc tg}\frac{\omega L_{sc}}{R_{sc}}.$$

Le flux magnétique produit par la bague de déphasage peut être évalué à l'aide de la relation :

(5) $$\underline{\Phi}_{sc} = L_{sc}\underline{I}_{sc} = -j \sin\varphi_{sc}\, e^{-j\varphi_{sc}}\underline{\Phi}_{e1}.$$

À partir de la Fig. 1 on peut écrire :

(6) $$\underline{\Phi}_{e1} = \underline{\Phi}_1 + \underline{\Phi}_{sc}, \quad \underline{\Phi}_{e2} = \underline{\Phi}_2 - \underline{\Phi}_{sc},$$

et compte tenu des expressions (2) et (5_1) résulte :

(7) $$\underline{\Phi}_{e1} = \frac{m}{m+1}\cdot\frac{1+\sin^2\varphi_{sc} - j\sin\varphi_{sc}\cos\varphi_{sc}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}}\underline{\Phi}.$$

D'une façon similaire, en utilisant les relations (5) et (6_2), on obtient

(8) $$\underline{\Phi}_{e2} = \frac{1}{m+1}\cdot\frac{1+(2m+3)\sin^2\varphi_{sc} + jm\sin\varphi_{sc}\cos\varphi_{sc}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}}\underline{\Phi},$$

avec :

(9) $$\Phi_{e2} = \frac{\Phi}{m+1}\cdot\frac{\sqrt{1+(m+1)(m+3)\sin^2\varphi_{sc}}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}} > \Phi_2,$$

ce qui confirme la tendance de saturation magnétique dans la section S_2, dans des régions situées hors de la bague de déphasage.

Afin d'évaluer l'angle de déphasage entre les flux magnétiques $\underline{\Phi}_{e1}$ et $\underline{\Phi}_{e2}$ qui existent dans l'entrefer (Fig. 2), on peut utiliser la relation :

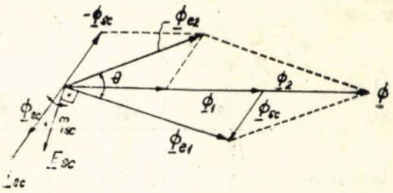


Fig. 2

$$\cos\theta = \frac{\mathcal{R}e(\underline{\Phi}_{e1}\underline{\Phi}^*_{e2})}{\Phi_{e1}\Phi_{e2}}. \tag{10}$$

En tenant compte des expressions (7), (8) et (10) on obtient :

$$\cos\theta = \frac{1+(m+1)\sin^2\varphi_{sc}}{\sqrt{1+(m+1)(m+3)\sin^2\varphi_{sc}}}; \tag{11}$$

par cette voie on met en évidence l'influence des paramètres de la bague de déphasage (φ_{sc}) et du rapport m sur les valeurs de l'angle θ.

3. L'évaluation de la valeur minimum de la force active de l'électro-aimant

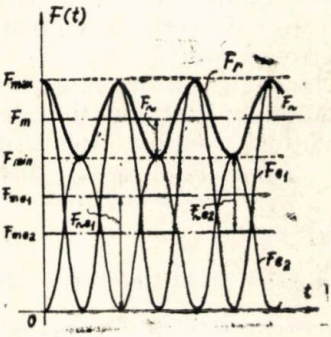


Fig. 3

Conformément aux flux magnétiques $\underline{\Phi}_{e1}$ et $\underline{\Phi}_{e2}$ qui existent dans l'entrefer, se manifestent les forces actives pulsatoires $\underline{F}_{e1}$ et $\underline{F}_{e2}$ (Fig. 3), dont l'angle de déphasage est 2θ. La dépendance en fonction du temps des valeurs de la force active résultante, F_r, (Fig. 3), met en évidence un composant moyen, F_m, un composant oscillant, $F_\sim$, une valeur maximum, F_{max} et une valeur minimum, F_{min}.

À l'aide des notations F_{me1} et F_{me2} pour les composants moyens des forces $\underline{F}_{e1}$ respectivement F_{e2} et $F_{\sim e1}$, $F_{\sim e2}$ pour leurs composants oscillants, on peut écrire les relations:

$$F_m = F_{me1} + F_{me2},\quad F_\sim = \sqrt{F^2_{\sim e1} + F^2_{\sim e2} + 2F_{\sim e1}F_{\sim e2}\cos 2\theta} \tag{12}$$

et

$$\begin{cases} F_{me1} = F_{\sim e1} = \dfrac{\Phi^2_{e1}}{4\mu_0 S_1} = \dfrac{m\Phi^2}{4\mu_0 S(m+1)(1+3\sin^2\varphi_{sc})}, \\[2ex] F_{me2} = F_{\sim e2} = \dfrac{\Phi^2_{e2}}{4\mu_0 S_2} = \dfrac{[1+(m+1)(m+3)\sin^2\varphi_{sc}]\Phi^2}{4\mu_0 S(m+1)(1+3\sin^2\varphi_{sc})}, \end{cases} \tag{13}$$

de telle sorte que :

$$\begin{cases} F_m = \dfrac{\Phi^2}{4\mu_0 S}\cdot\dfrac{1+(m+3)\sin^2\varphi_{sc}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}}, \\[2ex] F_\sim = \dfrac{\Phi^2}{4\mu_0 S}\cdot\dfrac{\sqrt{1-2(m-3)\sin^2\varphi_{sc}+(m+1)(m+9)\sin^4\varphi_{sc}}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}} \end{cases} \tag{14}$$

La valeur minimum de la force active résulte donc :

$$F_{\min} = F_m - F_\sim = \frac{\Phi^2}{4\mu_0 S} \times$$

(15)

$$\times \frac{1+(m+3)\sin^2\varphi_{sc} - \sqrt{1-2(m+3)\sin^2\varphi_{sc}+(m+1)(m+9)\sin^4\varphi_{sc}}}{1+3\sin^2\varphi_{sc}},$$

le fonctionnement silencieux des électro-aimants exigeant des valeurs $F_{\min}$ supérieures aux celles de la force antagoniste, F_R ;

(16) $$F_{\min} > F_R.$$

Cette inégalité doit être considéreé comme une condition nécessaire pour éliminer les vibrations de l'armature mobile de l'électro-aimant.

4. Conclusions

1. L'analyse du fonctionnement des électro-aimants à courant alternatif, munis avec des spires en court-circuit pour éliminer les vibrations de leur armature mobile, permet d'obtenir de nouvelles relations pour le calcul de l'angle de déphasage entre les deux flux magnétiques qui existent dans l'entrefer.

2. On déduit aussi l'expression de la valeur minimum de la force active d'une telle manière qu'on puisse préciser l'influence de certains facteurs pour assurer le fonctionnement silencieux des électro-aimants de type U—I.

3. On suggère l'accord des paramètres de la bague de déphasage et des valeurs du rapport m pour obtenir l'effet maximum d'atténuation des vibrations de l'armature mobile des électro-aimants à courant alternatif.

Reçue le 25 novembre 1987

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Energétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Sláma J., *Vypocet zavitu nakratko stridavych elektromagnetu.* Elektrotechn. Obz., **58**, *10* (1969).
2. Sláma J., *Doplnek k teorii zavitu nakratko jednofazovych stridavych elektromagnetu.* Elektrotech. Obz., **59**, *8* (1970).
3. Hnatiuc E., Leonte P., Baraboi Adr., *Asupra funcţionării electromagnetului de curent alternativ monofazat cu spiră în scurtcircuit.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XX(XXIV)**, *3—4*, s. III (1974).
4. Rosman H., Savin Gh., *Circuite electrice liniare.* Rotaprint, Inst. polit., Iaşi, 1974.
5. Hortopan Gh. et al., *Calculul spirei în scurtcircuit la electromagneţii de curent alternativ.* Electrotehnica, 14, *1* (1966).
6. Hortopan Gh., *Vibraţia electromagnetului la contactoarele de curent alternativ.* Electrotehnica—Electronica—Automatica, 23, *8* (1975).
7. Cosmin Gh., *Contribuţii la calculul electromagnetului de curent alternativ monofazat.* Electrotehnica—Electronica-Automatica, 23, *3* (1975).

ASUPRA FUNCŢIONĂRII ELECTROMAGNEŢILOR MONOFAZAŢI DE CURENT ALTERNATIV DE TIP U—I PREVĂZUŢI CU SPIRE ÎN SCURTCIRCUIT

(Rezumat)

Se realizează o descriere analitică mai riguroasă a funcţionării electromagneţilor monofazaţi de curent alternativ de tip U—I cu spiră ecran, care permite evaluarea unghiului de defazaj dintre fluxurile magnetice ce acţionează local în zona întrefierului şi a forţei minime de atracţie, cu evidenţierea factorilor care le influenţează.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D. C. 621.394.9

ABOUT BI-PHASE DECODING

BY

N. D. ALEXANDRU, MARIA-LILIANA ALEXANDRU and P. COTAE

1. Introduction

The Bi-Phase L (Manchester), M and S codes belong to the family of „split-phase" ones. They enjoy the property of carrying the clock information regardless of the particular succession of ones and zeros in the data sequence [1], [2].

The Bi-Phase M and S codes can be obtained with a Manchester coding (Bi-Phase L) associated with a differential precoding [2], [4].

The main disadvantage of these codes is the fact that they need for transmission a bandwith twice as great, as compared with the NRZ-L and Miller codes. Besides. the clock information being extracted from the signal with a non-linear operation, an adequate value of the signal-to-noise ratio is needed for proper operation [3].

The decoder for the Bi-Phase M and S codes is a simple differential one containing a delay circuit with a delay equal to the bit period T, followed by a modulo-2 adder summing the input signal with its delayed replica.

In this work other decoding possibilities, based upon a delay of $T/2$, are studied.

2. Synthesis of the Decoder Circuit

In the synthesis of the decoder circuit the symbolic method presented in [6] was used, starting with the waveforms represented in Fig. 1.

We denote by: c — the clock signal, d — the data signal, x — the Bi-Phase S signal, x' — its delayed replica ($\tau = T/2$), a — the modulo-2 sum of x and x', Y — the output signal from the decoder, y — the Y signal connected back to the decoder input after a delay equal to the propagation time of the signal.

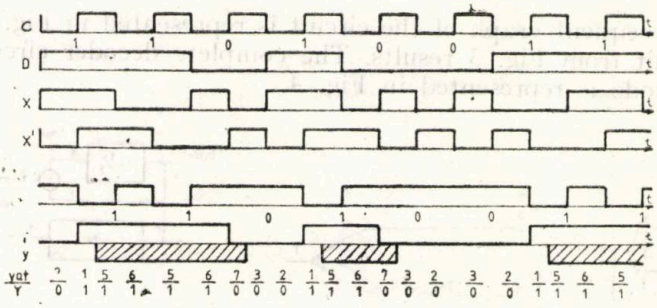


Fig. 1

The output variable is Y and c, a and y were chosen as the input variables. The states describing the operation of the decoder circuit were written in the octal code as yat/Y. They are extracted from Fig. 1 and rallied in Table 1.

Table 1

t	0	1	0	1	0	1	0	1
a	0	0	1	1	0	0	1	1
y	0	0	0	0	1	1	1	1
Y	x	1	0	0	x	1	1	0
$\frac{yat}{Y}$	X	$\frac{1}{1}$	$\frac{2}{0}$	$\frac{3}{0}$	—	$\frac{5}{1}$	$\frac{6}{1}$	$\frac{7}{0}$

By grouping the allowed states ($Y=1$) and forbidden ones ($Y=0$), we get

$$Y=U_{\substack{1:(0,\,1,\,4,\,5,\,6)\\ 0:(2,\,3,\,7)}}.$$

The indifferent states 0 and 4 were included among the allowed states

Grouping the allowed states according to their adjacency we get the implicants :

$$\begin{array}{ccc} & 1 & 4 \\ 0 & | & 1 \;|\; 4,\ 5 \end{array} \qquad \varnothing 0 \varnothing \qquad \bar{a}$$

$$\begin{array}{ccc} & 2 & \\ 4 & | & 6 \end{array} \qquad 1 \varnothing 0 \qquad y.\bar{t}$$

So,

$$Y=\bar{a}Uy\,.\,\bar{t} \text{ or } Y=\overline{a\,.\,\overline{y\,.\,t}}\,.$$

The subsequent graph of the circuit is represented in Fig. 2 and the decoder circuit from Fig. 3 results. The complete decoder circuit for the Bi-Phase S code is represented in Fig. 4.

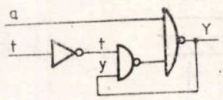


Fig. 2

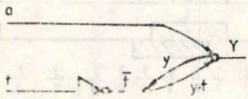


Fig. 3

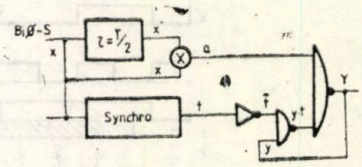


Fig. 4

We observe that by modulo-2 addition of the Bi-Phase S coded signal x with its delayed replica x', $(\tau = T/2)$, the RZ coded signal a results.

Each bit 1 is coded in the first half of the bit interval as the L level and in the second one as the H level.

The necessity of decoding the RZ signal arises and certain decoder circuits [4], [7] can be used. This approach implies obtaining the clock c without phase ambiguity, which is easily solved for the Bi-Phase S code by eliminating the second transition at the half-bit interval, attached to the 0 bits. Another possibility of eliminating the phase ambiguity is based upon the observation that the zeros in the a waveform point out the second halves of the bit intervals belonging to the bits 1, when the clock c is in the H state, according to Fig. 1.

A more suitable approach, starting with the waveforms from Fig. 5, duplicating those from Fig. 1, was used. The a' is a new waveform representing the delayed replica of a $(\tau = T/2)$.

This approach leads to the same results as the classic differential decoder circuit, the input signal x being delayed in two successive stages of $T/2$ with intermediate modulo-2 summing of the signals.

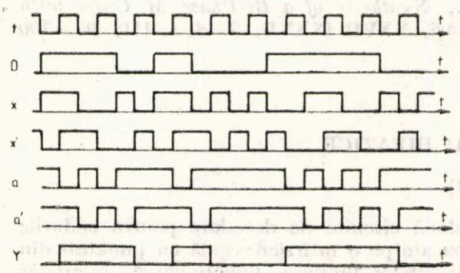


Fig. 5

The delay of $T/2$ as well as the delay of T implies the use of a clock with the frequency $2f_{bit}$. In this case the synchronization circuit (PLL) can lock itself

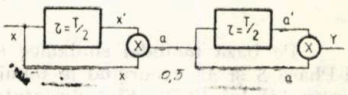


Fig. 6

on $2f_{bit}$ without the need of suppressing the intermediate transition at the half bit interval, attached to the 0 bits in the Bi-Phase S coding or 1 bits in the Bi-Phase M coding.

3. Conclusions

Two decoding circuits for the Bi-Phase S codes were synthesized based upon a delay equal to $T/2$ followed by a modulo-2 addition of the input signal with its delayed replica, resulting in a RZ coded signal.

1. The decoding of this RZ signal can be done with a sequential circuit implying the use of the clock signal with the proper phase, which is no problem.

2. The NRZ signal can also result from the differential decoding of that RZ signal, i.e. a new delaying of $T/2$ followed by a modulo-2 summing of the implied signals, as shown in Fig. 6. In this case no restrictions are imposed on the clock phase.

3. The experimental checking work confirmed the rightness of the synthesis.

Received, December 15, 1986

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronic and Computers
and
„G. Ibrăileanu" High-School

REFERENCES

1. Lindsey W. C., Simon M.K., *Telecommunication Systems Engineering.* Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1973.
2. Mateescu Ad., Banica I., *Manualul inginerului electronist.* Vol. II, *Transmisiuni de date.* Ed. Tehn., Bucureşti, 1984.
3. Dupraz J., *Théorie de la communication. Signaux, bruits et modulations.* Eyrolles, Paris, 1973.
4. Alexandru N. D., *Contribuţii la studiul transmisiilor de date cu modulaţie de frecvenţă FSK (privind codarea si modularea).* Ph. D. Diss., Polyt. Inst., Jassy, 1981.
5. Alexandru N. D., Cotae P., *Asupra realizării codării bifazice in logica programată.* Second National Symposium on Systems Theory, Craiova, 1982, IV, 54–59.
6. Reus N., *Tratarea simbolică a schemelor de comutaţie.* Ed. Acad. R.S.R., Bucureşti, 1971.
7. Alexandru N. D., *Sinteza circuitului decodor RZ.* First National Symposium on Systems Theory, Craiova, 1980, 370–373.
8. Alexandru N. D., Alexandru M. L., *Synthesis of a Bi-Phase M Coder with Symbolic Method.* Bul. Inst. polit., Iaşi, XXVII (XXXI), *3–4*, s. III, 97–100 (1981).

ASUPRA DECODĂRII BIFAZICE

(Rezumat)

Pe baza metodei simbolice se sintetizează două circuite de decodare pentru codurile Bi-Phase *S* şi *M*, recurgînd la tehnici diferenţiale bazate pe o întîrziere egală cu jumătate din durata bitului (*T*/2). Sînt discutate avantajele variantelor propuse. Funcţionarea circuitelor a fost verificată experimental.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.362

MIKROPROZESSORGESTEUERTES SYSTEM FÜR DIE SORTIERUNG DER THERMISTOREN MIT DERSELBEN KENNLINIE

VON

M. ANTONESCU und IRINA ANTONESCU

1. Einleitung

Die Sortierung der Thermistoren mit derselben Kennlinie wird üblich unter Anwendung eines mühseligen Verfahrens unternommen, das Zeiten in der Größenordnung von Stunden benötigt und auf der Kennlinienaufnahme jedes Thermistors beruht.

Im folgenden beschreibt man kurzgefaßt ein Mikroprozessorgesteuertes System, das zum selben Ziel dient, die Arbeitsleistung zur Realisierung von zwei elektrischen Verbindungen reduziert und die Prüfungszeit eines Thermistors in der Größenordnung von Minuten herabsetzt.

2. Das Blockschaltbild. Das Arbeitsprinzip

Das Blockschaltbild wird in der Abb. 1 dargestellt. Man verwendet ein übliches, minimalgegenliedertes und auf dem 8080 Mikroprozessor beruhendes System. Es funktioniert in periodischen von der Datenanschaffungschnittstelle erzeugten Unterbrechungen. Eine Kathodenstrahlröhreanzeige und ein entsprechendes Monitorprogramm dienen zum Dialog mit dem Anwender.

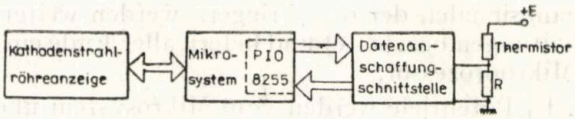


Abb. 1

Die Thermistoren Th die man sortieren muß, werden der Reihe nach in einem von einer Gleichspannung E gespeisten Widerstandsteiler gekoppelt. Der Thermistor wird einer Temperaturstufe ausgesetzt unter seiner Einführung in einen Innenraum der sich bei der gewünschten Temperatur befindet. Die Datenanschaffungschnittstelle (im wesentlichen einen vom

Mikrosystem gesteuerten analog—digital Umwandler) übernimmt vom konstanten Widerstand R ein Signal das mit der Temperatur proportional ist. Es wird in digitaler Form umgewandelt und in den Speicher des Mikrosystems aufgeladen.

Das stetige Vergleich der anfänglichen und laufenden Werten ermöglicht das Abfangen — durch eine signifikative Änderung — der Aussetzung der Temperaturstufe. Von hier aus werden periodisch (gänzlich oder selektiv) die angeschafften Daten bis am Ende des Übergangsprozeßes gespeichert. Zu diesem Zeitpunkt bleiben die Daten praktisch konstant.

Die Widerstand—Zeit Kennlinie, für die ausgesetzte Temperaturstufe, des ersten Thermistors wird gänzlich gespeichert und bedeutet die Normalkennlinie für die Sortierung. Andere, vom Äußere übernommene Kennlinien, werden in jedem Punkt mit der Normalkennlinie verglichen. Überschreitet die Differenz einen bestimmten vom Anwender gegebenen Wert nicht, dann folgt daß man die Thermistoren als mit derselben Kennlinie betrachten kann. Das Ergebnis erscheint auf der Anzeige.

Also muß der Anwender nur den Abstand — in Zahl der ausgelassenen Umwandlungen ausgedrückt — zwischen den angeschafften Daten und die erlaubte Differenz zwischen der normal und laufenden Kennlinie bestimmen.

3. Die Datenanschaffungschnittstelle

Ist von der Abb. 2 wiedergegeben. Das Schema beruht im wesentlichen auf einen analog — digital Umwandler vom C520 D Typus, [3], der in dem Schnellumwandlungsmodus (96 Hz) verwendet wird. Der zu prüfende Thermistor, mit dem R_{Th} Widerstand, und der konstante Widerstand R bilden einen Widerstandsteiler von dem man Signal für den Eingang des Umwandlers gewinnt. An den MSD, NSD, LSD Ausgänge sind die RC Belastungen der Ausgangtransistoren gekoppelt, sowie je eine CR Derivierungsschaltung, von einem 4093 Trigger gefolgt. Die Zeitabhängigkeit der Signalen an den Triggerausgängen sind in der Abb. 3 dargestellt.

Die Bits jeder umgewandelten Ziffer (4 mS verfügbar) sind an den Eingängen einer 4066 Schaltung die vier analogischen steuerbaren Switches enthält gekoppelt. Die über V_4 entsprechend ausgeübte Steuerung ermöglicht über PA vom 8255 PIO das Aufladen der Bits der laufenden Ziffer.

Die Ausgangsignalen der drei Triggern werden weiter über die 4081, 4071, 4050 Schaltungen bearbeitet und liefern aller Ende ein Unterbrechungssignal für den Mikroprozessor.

Die V_1 ... V_4 Potentiele werden vom Mikrosystem über PB vom 8255 PIO erzeugt und bedeuten Validierung (+5 V) oder Invalidierungsignalen (OV) für die Unterbrechungen die von MSD, NSD, LSD herkommen, sowie Steuersignal für die 4066 Switches.

Über Softwäre werden aufeinanderfolgend Validierungen und Invalidierungen der MSD, LSD und NSD Unterbrechungen und Ein—Ausschaltungen der 4066 Switches gesteuert, die in der Abb. 4 zu verfolgen sind.

Die Gründe der Wahl des Widerstandes R, der Spannung E und deren Realisierung sind in [1] erklärt. Für die geprüfte Thermistorengruppe

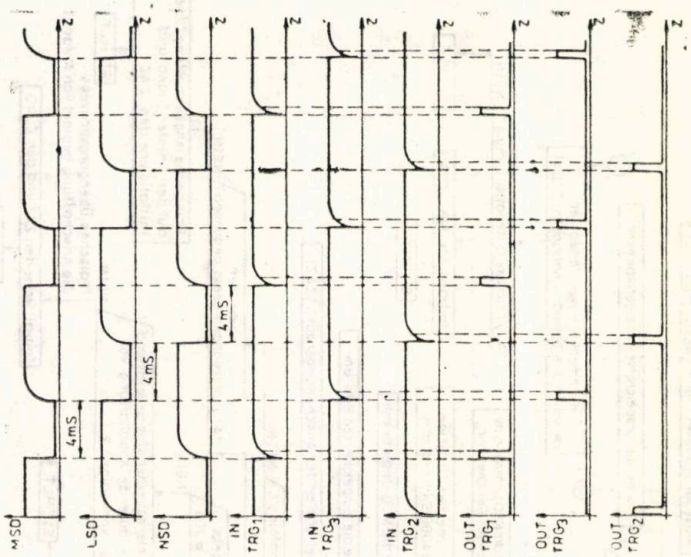

MSD
LSD
NSD
IN TRG1
IN TRG3
IN TRG2
OUT TRG1
OUT TRG3
OUT TRG2
4mS
4mS
4mS

Abb. 3

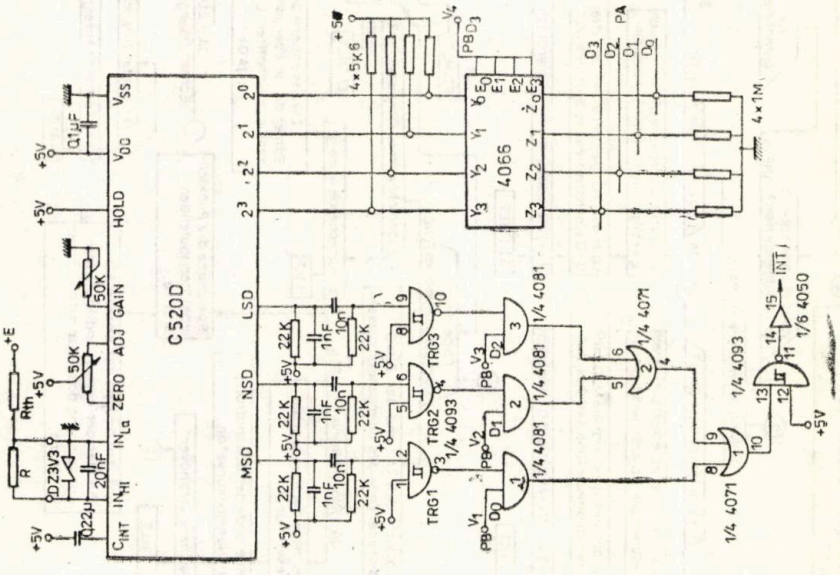

C520D
MSD
NSD
LSD
HOLD
GAIN
ADJ
ZERO
4066
TRG1
TRG2
TRG3
1/4 4081
1/4 4093
1/4 4071
1/6 4050
4×5K6
4×1M
PA

Abb. 2

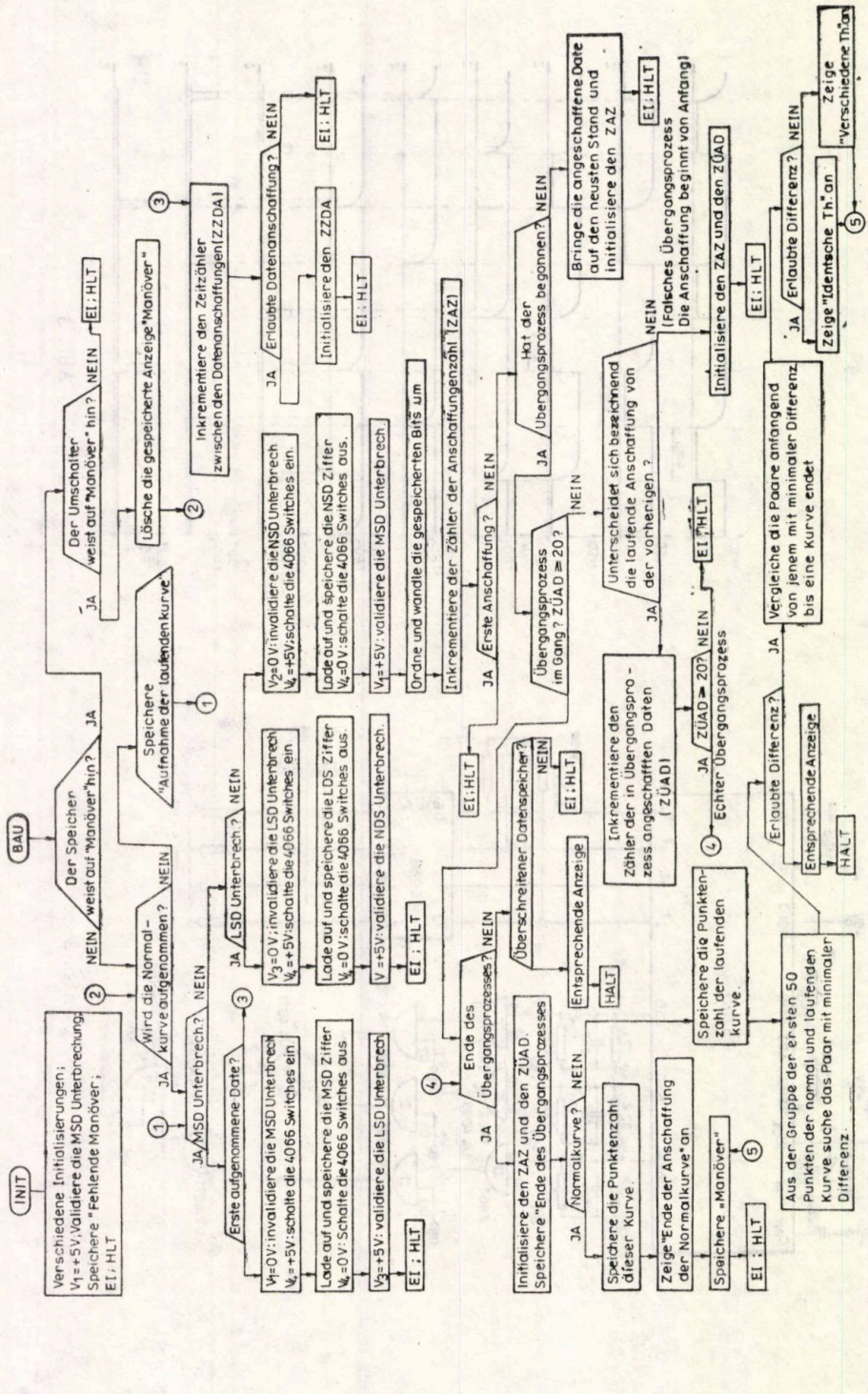

INIT
Verschiedene Initialisierungen; V1=+5V; Validiere die MSD Unterbrechung; Speichere "Fehlende Manöver"; EI; HLT
BAU
Der Speichen weist auf "Manöver" hin?
JA
NEIN
Der Umschalter weist auf "Manöver" hin?
EI; HLT
Wird die Normal-kurve aufgenommen?
Speichere Aufnahme der laufenden kurve
Lösche die gespeicherte Anzeige "Manöver"
MSD Unterbrech?
Erste aufgenommene Date?
Inkrementiere den Zeitzähler zwischen den Datenanschaffungen (ZZDA)
Erlaubte Datenanschaffung?
Initialisiere den ZZDA
V1=0V: invalidiere die MSD Unterbrech V4=+5V: schalte die 4066 Switches ein.
Lade auf und speichere die MSD Ziffer V4=0V: Schalte die 4066 Switches aus
V3=+5V: validiere die LSD Unterbrech
LSD Unterbrech?
V3=0V: invalidiere die LSD Unterbrech V4=+5V: schalte die 4066 Switches ein
Lade auf und speichere die LDS Ziffer V4=0V: schalte die 4066 Switches aus
V=+5V: validiere die NDS Unterbrech.
V2=0V: invalidiere die NSD Unterbrech V4=+5V: schalte die 4066 Switches ein.
Lade auf und speichere die NSD Ziffer V4=0V: schalte die 4066 Switches aus.
V4=+5V: validiere die MSD Unterbrech.
Ordne und wandle die gespeicherten Bits um
Inkrementiere der Zähler der Anschaffungenzahl (ZAZ)
Erste Anschaffung?
Hat der Übergangsprozess begonnen?
Bringe die angeschaffene Date auf den neusten Stand und initialisiere den ZAZ
Übergangsprozess im Gang? ZÜAD ≥ 20?
Unterscheidet sich bezeichnend die laufende Anschaffung von der vorherigen?
(Falsches Übergangsprozess Die Anschaffung beginnt von Anfang)
Initialisiere den ZAZ und den ZÜAD
Ende des Übergangsprozesses
Überschreitener Datenspeicher?
Entsprechende Anzeige
HALT
Inkrementiere den Zähler der in Übergangsprozess angeschafften Daten (ZÜAD)
ZÜAD ≥ 20?
Echter Übergangsprozess
Vergleiche die Paare anfangend von jenem mit minimaler Differenz bis eine Kurve endet
Erlaubte Differenz?
Zeige "Identische Th." an
Zeige "Verschiedene Th."
Initialisiere den ZAZ und den ZÜAD. Speichere "Ende des Übergangsprozesses
Normalkurve?
Speichere die Punktenzahl dieser Kurve.
Zeige "Ende der Anschaffung der Normalkurve" an
Speichere „Manöver"
Speichere die Punktenzahl der laufenden kurve.
Aus der Gruppe der ersten 50 Punkten der normal und laufenden Kurve suche das Paar mit minimaler Differenz.

Abb. 5

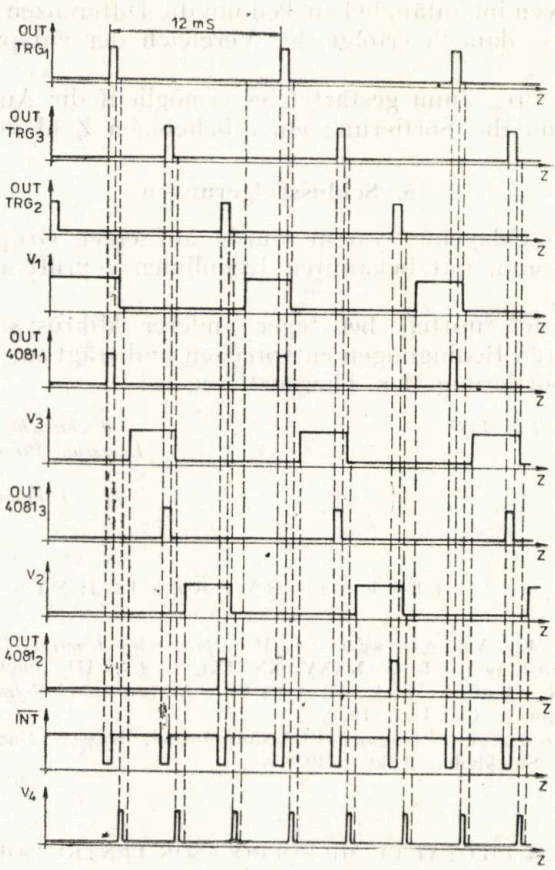


Abb. 4

der von $R_{Thmax} = 345$ KΩ (23°C), $R_{Thmin} = 10{,}25$ KΩ (100°C) charakterisiert sind, verwendet man $E = 1\,406{,}23$ mV, $R = 18$ KΩ und einen einzigen Arbeitsbereich (mit einem einzigen Wert für E).

4. Das prinzipielle Flussdiagramm der Softwarebearbeitungen

Ist von der Abb. 5 dargestellt. Es enthält ein Initialisierungsabschnitt INIT und einen Bearbeitungsabschnitt der Unterbrechungen BAU.

Die in der Abb. 2 dargestellte Schnittstelle umfaßt auch zwei nicht gezeichnete Umschaltern mit folgender Bedeutung: Bestimmung der Tatsache ob man die Normal- oder die Laufendekennlinie aufnimmt, bzw. für die Schaffung der Zeitspanne in der der Thermistor gewechselt wird.

Die Aussetzung der Temperaturstufe kann jederzeit erfolgen; es werden auch unechte Übergangsprozesse in Acht genommen; für den Vergleich der Normal- und Laufendenkennlinie versucht man eine Transla-

tion dieser Kurven im anfänglichen Teil um die Differenzen auf ein Minimum zu bringen ; erst danach erfolgt der Vergleich der entsprechenden Punktenpaare.

Wird das Programm gestartet, es ermöglicht die Aufnahme der Normalkennlinie und die Sortierung einer beliebigen Zahl von Thermistoren.

5. Schlussfolgerungen

Das vorgeschlagene System wurde auf einer Gruppe von rumänischen Thermistoren, mit bekannten Kennlinien geprüft und erfüllte völlig seine Aufträge.

Es läßt sich mittels beliebiger anderer Mikrosystemen realisieren die den erwähnten Bedingungen entsprechen und trägt zur extrem einfachen und raschen Sortierung der Thermistoren bei.

Eingegangen am 1. Juli 1987

Technische Hochschule Jassy,
Lehrstuhl für angewandte Elektronik
und
Lehrstuhl für Physik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Antonescu M., Antonescu I., *Mikroprozessorgesteuertes Thermistorthermometer* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXV** (**XXXIX**), *1–4*, s. III (1989).
2. Larsen D. G., Titus J. A., Titus Chr. A., *8080/8085 Software Design*. Howard W. Sams a. Co., Inc., 1978.
3. * * * *RCA Linear Integrated Circuits*. RCA Corporation, Brussels, Buenos Aires, Hamburg, Paris, Stockholm, Tokyo, 1978.

SISTEM PILOTAT CU MICROPROCESOR PENTRU SORTAREA TERMISTOARELOR UNICURBĂ

(Rezumat)

Se propune o metodă eficientă şi rapidă de sortare a termistoarelor unicurbă, bazată pe aplicarea unei trepte de temperatură şi ridicarea în timp real a caracteristicii rezistenţă — timp, folosind un sistem pilotat cu microprocesor.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 535.61.15 ; 621.396.3

SYSTÈME MULTICANAL DE TÉLÉCOMMANDE PAR RAYONNEMENT INFRAROUGE

LE RÉCEPTEUR

PAR

LAURENŢIU DIMITRIU, C. ORIŢĂ et ADRIAN CÂRSTESCU

1. Introduction

Les systèmes de télécommande par rayonnement infrarouge sont les plus utilisés pour les applications courantes (la télécommande d'un téléviseur par exemple), grâce à leur prix réduit et à leur portée suffisante.

En utilisant la modulation du code on a réalisé des systèmes disponibles sur le marché avec 128 canaux [1], [2]. À l'aide d'une méthode originale [3], on a réalisé un système multicanal pour 11 canaux.

Dans se qui suit on présente la réalisation du recepteur, conformément au principe mentionné ci-dessus.

2. Le schéma synoptique du récepteur

Le signal utilisé dans le système est réalisé sous la forme des trains d'impulsions de basse fréquence qui ont une durée très réduite [3]. L'émetteur fournit ce signal sous la forme d'impulsions de rayonnemment infrarouge dont la fréquence porteuse se situe autour de 40 KHz [4].

Le schéma synoptique du récepteur est présenté dans la Fig. 1.

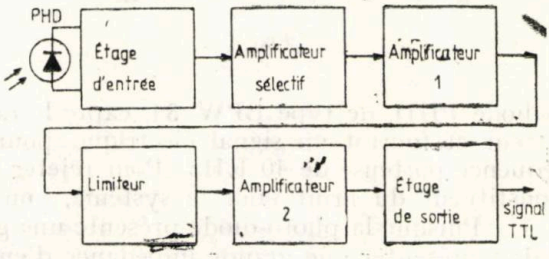


Fig. 1

Les signaux sont reçus sur une photo-diode PHD. L'étage d'entrée est utilisé pour adapter la grande impédance de la photodiode à la faible

impédance d'entrée de l'amplificateur sélectif et pour rejeter les signaux qui ont une fréquence différente de celle de la porteuse (40 KHz).

L'amplificateur sélectif, qui est accordé sur la fréquence porteuse du système et l'amplificateur *1* assurent l'amplification des signaux reçus sur la photo-diode PHD. Puisque le récepteur doit fonctionner correctement même en présence des forts signaux d'entrée, on utilise un étage limiteur. Ainsi, l'amplificateur *2* fonctionne dans la région linéaire. L'étage de sortie assure une intégration de la fréquence porteuse et la formation TTL des signaux. Par conséquent, à la sortie du récepteur il subsiste uniquement les signaux qui correspondent à la basse fréquence des trains d'impulsions qui sont ensuite utilisés dans le décodeur du système.

3. Le schéma de principe du récepteur

Le schéma de principe de récepteur pour rayonnement infrarouge est presénté dans la Fig. 2.

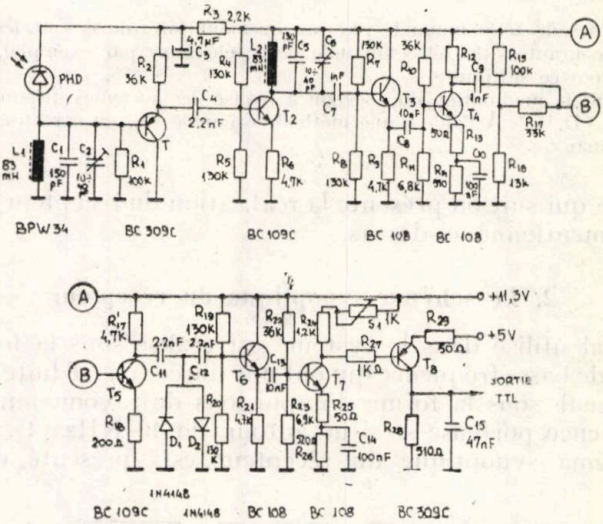


Fig. 2

La photo-diode PHD, de type BPW 34, capte le rayonnement infrarouge de l'émetteur et fournit un signal électrique pour le récepteur. Le signal a une fréquence porteuse de 40 KHz. Pour rejeter les fréquences différentes, qui constituent du bruit pour le système, on utilise le circuit accordé L_1, C_1, C_2. Puisque la photo-diode présente une grande impédance, l'étage suivant doit présenter une grande impédance d'entrée et par conséquent on utilise le transistor T_1 en montage suiveur, qui assure une faible impédance de sortie. Puis on entre dans un amplificateur sélectif, constitué par le transistor T_2 et le circuit accordé L_2, C_5, C_6, qui assure un gain $G_2=20$. Pour ne pas affecter la bande passante de l'amplificateur sélectif par une

faible impédance d'entrée de l'étage suivant, on utilise le transistor T_3 en montage suiveur.

Les étages constitués par les transistors T_4 et T_5 assurent l'amplification des signaux avant leur formation TTL. Le gain du transistor T_4 est $G_4=45$ et celui du transistor T_5, $G_5=23$. Jusqu'à ce moment, le gain obtenu est

$$G'=G_2G_4G_5=20\,700. \tag{1}$$

Puisque le récepteur doit fonctionner correctement, même en présence des forts signaux d'entrée, on utilise l'étage limiteur à diodes D_1, D_2. Le imiteur entre en fonction pour un niveau des signaux d'entrée :

$$V_{\text{in lim}}=\frac{V_F}{G'}=\frac{1{,}1[\text{V}]}{20\,700}=53\ \mu\text{V}, \tag{2}$$

où V_F est la tension directe aux bornes de la diode D_1 ou D_2 (de type 1N 4148, $V_F=1{,}1$ V).

Un suiveur T_6 fournit les signaux de sortie de l'étage limiteur pour l'amplification finale qui est assurée par l'étage constitué par le transistor T_7. Le gain de cet étage est $G_7=50$. Par cette voie les signaux ont un niveau suffisant pour être utilisés dans le décodeur du système. Puisque le décodeur utilise des circuits integrés TTL, le signal de sortie du récepteur doit être mis en forme TTL. Dans ce but on utilise l'étage constitué par le transistor T_8 qui assure aussi l'intégration des signaux de 40 KHz (la porteuse), grâce à la capacité C_{15}. Au niveau du collecteur de T_6 on enregistre uniquement le résultat de cette intégration de la fréquence porteuse ; ils subsistent donc seulement les signaux qui correspondent à la basse fréquence des trains d'impulsions, sous la forme TTL.

Le gain total du recepteur est :

$$G=G'G_7=1\,035\,000>10^6. \tag{3}$$

4. Les problèmes technologiques

Pour la réalisation pratique du récepteur, on doit considérer les problèmes suivants :

1. Pour éliminer le couplage parasite introduit par la source on utilise le filtre C_3, R_3 pour l'alimentation de l'étage T_1.

2. Pour le réglage des circuits accordés à la fréquence de la porteuse (40 KHz) on utilise les condensateurs ajustables C_2, C_6.

3. Pour l'anti-parasitage de l'ensemble on relie le „minus" de l'alimentation à la masse du coffret.

4. Les étages sélectifs doivent être blindés.

La mise au point du récepteur est très facile à réaliser, à savoir en utilisant un générateur qui fournit un signal de 40 KHz et un oscilloscope on règle les circuits accordés à l'aide des condensateurs ajustables C_2 et C_6. L'ajustable S_1 est utilisé pour le réglage du niveau où entre en fonction l'étage qui met en forme TTL les signaux.

5. Conclusions

En utilisant le schéma de principe, avec les valeurs indiquées dans la Fig. 2, on a réalisé un récepteur pour des systèmes de télécommande par rayonnement infrarouge, caractérisé par : a) une fréquence porteuse de 40 KHz ; b) un gain de l'ordre 10^6 ; c) une sensibilité de 2,5 μV ; d) une sortie compatible TTL.

La portée du système est de 20...25 m.

Reçue le 1 octobre 1987

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électronique appliqué
et Calculateurs

BIBLIOGRAPHIE

1. * * * *Design Examples of Semiconductor Circuits.* Siemens, 1977/78.
2. * * * *Technical Information 048. Comprehensive Remote Control System for Tv.* MBLE, 1978.
3. Dimitriu L., Oriţă C., Cârstescu A., *Une méthode de réalisation d'un système multicanal de télécommande par rayonnement infrarouge.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXII (XXXVI)**, *1—4*, s. III (1986).
4. Dimitriu L., Oriţă C., Cârstescu A., *Système multicanal de télécommanande par rayonnement infrarouge. L'émetteur.* Bul. Inst., polit., Iaşi, **XXXIII (XXXVII)**, *1—4*, s. III (1987).

SISTEM MULTICANAL DE TELECOMANDĂ CU RADIAŢIE INFRAROŞIE.
Receptorul

(Rezumat)

Se prezintă schema bloc şi schema electrică de principiu pentru un receptor folosit într-un sistem de telecomandă cu radiaţie infraroşie. Se precizează modul de funcţionare şi se indică valorile componentelor. În final se indică modul de reglare a montajului şi căile de rezolvare ale principalelor probleme tehnologice sesizate cu ocazia realizării practice a sistemului.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ, ENERGETICĂ, ELECTRONICĂ, AUTOMATIZĂRI

D.C. 621.314.224.3

DOUBLE SOURCE INVERTER WITH LOW HARMONICS CONTENT OF THE OUTPUT VOLTAGE

BY

M. LUCANU, VALERIU MUNTEANU and ELENA CREŢU

1. Introduction

Driving the asynchronous motors with variable turation, by means of the inverters is nowadays used in many industrial fields [1]. For an operation with reduced loses, the output voltages of these inverters must have a content of harmonics as low as possible.

In [2] an improvement of the waveform was obtained for a three-phase inverter, by using the control with the maximum conducting angle of the main thyristors of 150°. Yet , the inductive loads alter the waveform, increasing the harmonics content [3]. Many solutions have been suggested [4], [5] to avoid the alteration of the waveforms in the case of the inductive loads. All those change the power circuit of the three-phase inverters.

We suggest here a duble-source inverter that permits to obtain a waveform with a low content of harmonics, which is not altered by the inductive loads.

2. Fundamental Power Circuit and Conducting Diagram

In Fig. 1, the fundamental diagram of the power circuit is given for the double-supplied inverter. The d.c. static switchs are denoted with $SS1 \dots SS6$ and $SS1' \dots SS6'$ respectively, and $D1 \dots D6$ and $D1' \dots D6'$ are the diodes for discharging the reactive energy.

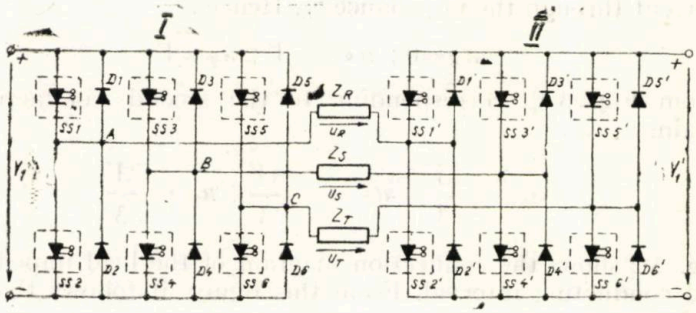


Fig. 1

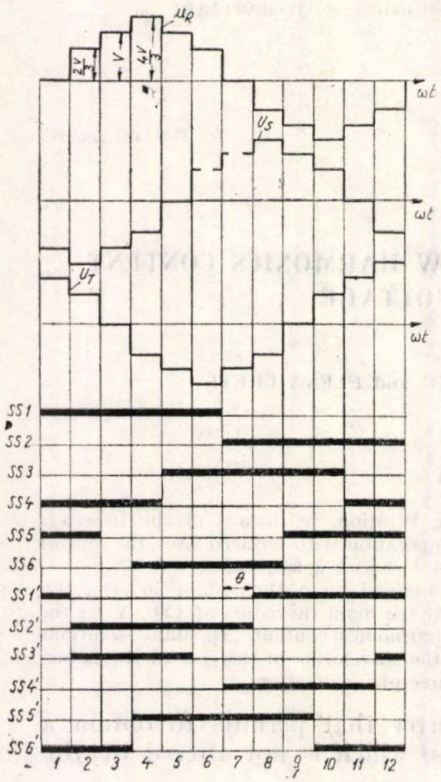


Fig. 2

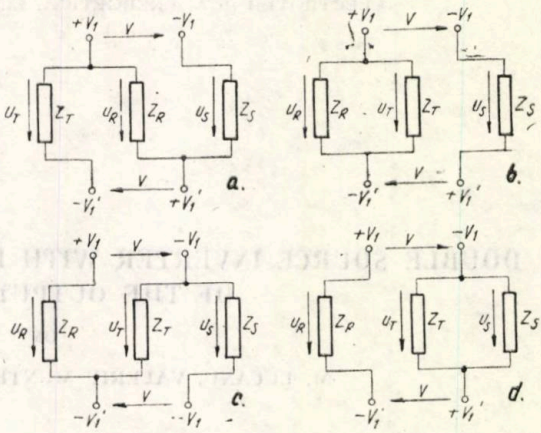


Fig. 3

The suggested inverter consists of two independent inverting units I and II, each of them supplied from two sources, V_1 and V_1', of equal voltages, V, galvanically decoupled. For the constituent units any of the usual diagrams may be used, with the commutation circuits common for all the thyristors or different for every thyristor.

In Fig. 2, the conduction diagram of the static switchs are given, as well as the waveforms of the voltages at the terminals of the load impedances, supposed to be equal with one another.

In each of the two units, three static switchs are simultaneously conductive, hence the conduction angle of every main thyristor is 180°.

In order to deduce the waveforms of the voltages at the terminals of the load impedances, in Fig. 3 the wiring diagram of those impedances are given for the four conducting intervals.

According to Fig. 3, during the first conducting interval there will be no current through the impedance z_R. Hence :

$$u_R=0\ ;\ u_S=-V\ ;\ u_T=V. \tag{1}$$

From Fig. 3 *b*, corresponding to the second conducting interval, one obtains :

$$u_R=\frac{2V}{3}\ ;\ u_S=-\frac{4V}{3}\ ;\ u_T=\frac{2V}{3}. \tag{2}$$

Fig. 3 *c* shows the connection diagram of the load impedances within the third conducting interval. From this figure it follows that :

$$u_R=V,\quad u_S=-V,\quad u_T=0. \tag{3}$$

Within the fourth conducting interval, the impedances are connected as in Fig. 3 *d*. Hence, it follows:

$$u_R = \frac{4V}{3}, \quad u_S = -\frac{2V}{3}, \quad u_T = -\frac{2V}{3}. \tag{4}$$

In the same way, the voltages at the terminals of the three load impedances can be deduced for all the conduction intervals, getting the complet waveforms from Fig. 2.

The r.m.s. voltage at the load impedance terminals is given by the relation:

$$U_R = \frac{V\sqrt{7}}{3} \tag{5}$$

and the r.m.s. value of the fundamental of this voltage is:

$$U_{R1} = \frac{V(\sqrt{3}+1)}{\pi}. \tag{6}$$

The fundamental content of these voltages is:

$$\frac{U_{R1}}{U_R} = \frac{3(\sqrt{3}+1)}{\pi\sqrt{7}} = 0.986. \tag{7}$$

Since in each of the two units, three main thyristors are conducting simultaneously, the waveforms of the voltages at the load impedance terminals will not change, even if the loads will be highly inductive.

3. The Influence of the Control Phase Displacement of the Two Units on the Voltages at the Terminals of the Load Impedances

From the conduction diagram represented in Fig. 2, one can see that the conduction intervals of the second unit are dephased with 210°. For the sake of simplification, we introduced the phase displacement:

$$\theta = \text{the real phase displacement} - 180^\circ. \tag{8}$$

In Fig. 4, the waveform of the voltage at the terminals of the load impedance is presented, for a certain phase displacement θ.

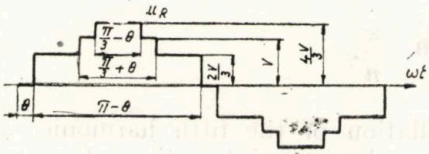


Fig. 4

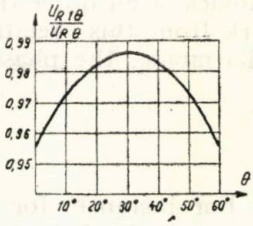


Fig. 5

The r.m.s. value of this voltage is given by the relation:

$$U_{R\theta}=\frac{V}{3}\sqrt{8-\frac{\theta^\circ}{30^\circ}}. \tag{9}$$

The r.m.s. value of the fundamental harmonic of this voltage is:

$$U_{R1\theta}=\frac{2\sqrt{2}V}{\pi}\cos\frac{\theta}{2}. \tag{10}$$

The fundamental content is given by:

$$\frac{U_{R1\theta}}{U_{R\theta}}=\frac{6\sqrt{2}}{\pi}\cdot\frac{\cos(\theta/2)}{\sqrt{8-\theta^\circ/30^\circ}}. \tag{11}$$

In Fig. 5, the variation of the fundamental content vs. angle θ is presented. Its maximum can be obtained for the value of θ given by the relation:

$$\frac{d}{d\theta}\left[\frac{\cos(\theta/2)}{\sqrt{8-\theta^\circ/30^\circ}}\right]=0, \tag{12}$$

resulting in the transcendental equation:

$$\operatorname{tg}\frac{\theta}{2}=\frac{6}{\pi(8-\theta^\circ/30^\circ)}. \tag{13}$$

The solution of this equation is $\theta=30^\circ,61$, but the increase of the fundamental content is unsignificant as compared to that for $\theta=30^\circ$, taken into account in Fig. 2.

The r.m.s. value of the nth odd harmonics are given by the relation:

$$U_{Rn\theta}=\frac{4\sqrt{2}V}{3n\pi}\cos\frac{n\theta}{2}\left(\sin\frac{n\pi}{2}+\sin\frac{n\pi}{6}\right), \tag{14}$$

the even harmonics being null. One can see, in the relation (14), that the harmonics of an order that is multiple of three are also zero. One can also remark from this relation, that if the supplimentary cancellation of the nth harmonic, the phase displacement must be:

$$\theta=\frac{\pi}{n}. \tag{15}$$

For instance, for the cancellation of the fifth harmonic, a phase displacement $\theta=36^\circ$ results. This fact becomes interesting when the inverter supplies an asynchronous motor [4].

4. Conclusions

By using the double source inverter, one can get an operation with a high fundamental content of the output voltage, whatever the nature of the load is.

The constituent inverter units may have any of the usual power circuit. The thyristors are choosen so that to block a voltage equal to half the output voltage of a usual inverter.

The conduction phase displacement of the two units can be obtained simply by driving both control circuits with the same oscillator. By choosing a corresponding conduction phase displacement, a certain harmonic can be cancelled. For $\theta = 36°$, the fifth harmonic can be cancelled without reducing the fundamental content two much.

In the above suggested inverter, the two units are working in series. They can be made to work in parallel, but three center tapped reactors will than be necessary. The solution we suggested is mainly favourable at low frequencies.

Received, September 14, 1987

Polytechnic Institute, Jassy,
Department of Electronics and Computers
and
Department of Electrotechnics and
Electrical Measurements and Machines

REFERENCES

1. Chauprade R., *Commande électronique des moteurs à courant alternatif.* RGÉ, **83**, *10*, 819–841 (1976).
2. Petolas F., *Onduleurs autocommutés à thyristors.* RGÉ, **87**, *9*, 692–701 (1978).
3. Lucanu M., Munteanu V., Hriţcu Al., *Three-Phase Inverter with Maximum Conducting Angles of main Thyristors of 150°.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXVIII** (**XXXII**), *1–4*, s. III, 59–64 (1982).
4. Alexa D., Micu D., *Invertoare şi redresoare cu parametri energetici ridicaţi.* Ed. Tehn., Bucureşti, 1986, 97–107.
5. Lucanu M., Munteanu V., Creţu El., *Invertor trifazat cu circuit de comutaţie inversă comun pentru toate tiristoarele.* Scient. Session, Fac. of Electrotechnics, Jassy, May 16–17, 1986, **X**, 63–67.

INVERTOR CU DUBLĂ ALIMENTARE, CU TENSIUNEA DE IEŞIRE AVÎND CONŢINUT REDUS ÎN ARMONICI

(Rezumat)

Se propune un invertor cu dublă alimentare cu ajutorul căruia se obţine o formă de undă cu un conţinut redus în armonici şi care nu este deformată de sarcinile inductive. Se efectuează analiza influenţei defazajului de comandă a celor două unităţi asupra tensiunilor de la bornele impedanţelor de sarcină.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.016.35

SUR LA STABILISATION OPTIMALE D'UN RÉSEAU COMPLEXE D'ÉNERGIE

PAR

VIRGIL ALEXANDRESCU

1. Introduction

Les efforts continus afin de perfectionner la commande de l'excitation des générateurs synchrones poursuivent toujours l'élargissement des domaines de fonctionnement stable, de même que la stabilisation optimale des réseaux d'énergie [2]...[5].

Dans [2], une des premières études concernant la stabilisation optimale d'un réseau multimachine, on présente des performances diverses dûes à la commande optimale de l'excitation, la loi de commande étant obtenue en minimisant un critère quadratique. L'utilisation du problème d'optimalisation quadratique linéaire (OQL) jouit d'une large préférence parce que l'on peut résoudre par voie analytique [1]. Il en résulte une commande optimale qui présente surtout un intérêt théorique, étant données les difficultés de son implémentation pratique. Malgré cela, la connaissance de la commande optimale théorique constitue un point de référence par rapport auquel on peut élaborer des commandes sous-optimales, dont l'implémentation soit sensiblement facilitée.

Dans [8] on a déduit un modèle linéarisé d'état d'un réseau complexe d'énergie où les phénomènes électromagnétiques des générateurs sont décrits par un modèle réduit, vérifié antérieurement dans la cas d'un réseau radial [6].

En utilisant le modèle mentionné ci-dessus, dans cette Note on présente quelques nouveaux aspects concernant la stabilisation optimale d'un réseau complexe d'énergie, soumis aux actions des petites perturbations. On met en évidence, en particulier, l'influence des caractéristiques de charge et la réponse du réseau aux petites perturbations en échelon.

Il est aussi à remarquer que la plupart des grandeurs auxquelles on se rapportera ci-dessous sont définies dans [6] et [8].

2. Hypothèses fondamentales de l'étude

Il est bien connu que pour un réseau complexe à g noeuds générateurs le modèle d'état proposé [6] représente un système dynamique linéaire invariant, de la forme :

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Z, \quad y(t) = Cx(t) + D, \tag{1}$$

où les composants du vecteur de commande $u \in R^g$ représentent les écarts des tensions appliquées aux circuits d'excitation des générateurs équivalents.

Lorsque dans la structure du réseau il y a un noeud à puissance infinie, les vecteur. d'état $x \in R^d$ et de sortie $y \in R^d$ ont pour expressions :

$$(2) \qquad \begin{cases} x=(\Delta E_1,\ \Delta\delta_1,\ s_1,\ \Delta c_{m1},\ldots,\Delta E_g,\ \Delta\delta_g,\ s_g,\ \Delta c_{mg})^T, \\ y=(\Delta P_{G1},\ \Delta V_1,\ s_1,\ \dot{s}_1,\ldots,\Delta P_{Gg},\ \Delta V_g,\ s_g,\ \dot{s}_g)^T, \end{cases}$$

la dimension de l'espace d'état étant $d=n_e g$, où n_e est le nombre des variables d'état associées à chaque générateur ($n_e=4$).

L'absence du noeud à puissance infinie conduit aux vecteurs d'état et de sortie de la forme :

$$(3) \qquad \begin{cases} x=(\Delta E_1,\ s_1,\ \Delta c_{m1},\ \Delta E_2,\ \Delta\delta_{21},\ s_2,\ \Delta c_{m2},\ldots,\ \Delta E_g,\ \Delta\delta_{g1},\ s_g,\ \Delta c_{mg})^T, \\ y=(\Delta V_1,\ s_1,\ \dot{s}_1,\ \Delta P_{G2},\ \Delta V_2,\ s_2,\ \dot{s}_2,\ldots,\ \Delta P_{Gg},\ \Delta V_g,\ s_g,\ \dot{s}_g)^T, \end{cases}$$

la dimension d de l'espace d'état étant réduite d'une unité par rapport au cas précédent. Les expressions (3) montrent que les axes rotoriques du générateur *1* constituent la référence pour le mouvement des autres machines.

Les coefficients $A \in R^{d\times d}$, $B \in R^{g\times d}$ dépendent du régime permanent autour duques on linéarise les équations de fonctionnement. Quant aux termes constants Z, $D \in R^{1\times d}$l ceux-ci reflètent l'action des petites perturbations en échelon appliquées aux noeuds de charge,

L'élaboration du modèle (1) comprend la modélisation des puissances consommées aux noeuds en tant que fonctions des tensions nodales, telles que :

$$(4) \qquad P=a_P V^2+b_P V+c_P, \qquad Q=a_Q V^2+b_Q V+c_Q.$$

L'étude de la commande optimale de l'excitation à des petites perturbations dans un réseau complexe d'énergie a été effectuée à l'aide du calcul automatique, en analysant des variantes différentes d'OQL, individualisées par : la structure du réseau et les données du régime permanent, les coefficients des fonctions (4), les matrices de pénalisation Q_d et R_d, etc.

Puisque la sortie y réalise univoquement l'estimation de l'état x, la loi de commande optimale (v. l'Annexe A.1) peut être écrite :

$$(5) \qquad u=k_y y,\ k_y=-R^{-1}B^T K C^{-1},$$

et sera donc implémentée par retour de sortie.

Bien que la loi de commande optimale soit synthétisée pour des perturbations impulsionnelles, un intérêt particulier doit être dirigé vers le comportement du système, optimalisé par cette voie, à des perturbations réelles, en échelon, caractérisant les régimes normals. La réponse du réseau à ce type de perturbations peut être obtenue en intégrant le système (1) avec la commande (5) dans les conditions initiales $x(0)=0$. Il en résulte le saut initial des variables non inertielles :

$$(6) \qquad y(0)=D, \qquad u(0)=k_y y(0), \qquad \dot{x}(0)=Bk_y y(0)+Z.$$

3. Résultats numériques et conclusions

La structure du réseau test, représentée dans la Fig. 1, comprend en tout 18 noeuds, trois d'eux (numérotés par *1, 2, 3*) étant noeuds générateurs. Les paramètres techniques des éléments du schéma ainsi que les données du régime se trouvent dans l'Annexe A.2.

En formulant le problème d'OQL, il est évident que l'établissement des valeurs pour les matrices Q_d, R_d (v. les expressions (A.1.2)) exige avant tout la connaissance du déplacement dans le plan complexe des valeurs propres du système optimalisé par rapport aux modifications des coefficients de pénalisation.

De l'analyse de plusieurs variantes d'OQL sur le réseau spécifié ci-dessous, dans lesquelles toutes les trois centrales participent simultanément au processus de stabilisation optimale, on peut détacher d'abord quelques conclusions d'ordre général, à savoir :

1. Le choix des coefficients de pénalisation q se soumet approximativement aux principes établis dans le cas du réseau radial [6]. Autrement dit, les principales performances poursuivies habituellement (la précision élevée dans le réglage des tensions des générateurs et l'amortissement élevé des oscillations électromécaniques) peuvent être amplifiées jusqu'à une certaine limite par l'augmentation des coefficients q qui affectent les variables ΔE et $\Delta\delta$. En outre il faut tenir compte que les deux pénalisations manifestent des tendances contraires.

2. Les valeurs propres qui correspondent aux constantes de temps relativement grandes des régulateurs de vitesse, une fois localisées dans le demiplan complexe gauche, deviennent pratiquement insensibles à des variations larges des pénalisations sur les variables s et Δc_m. Ces pénalisations doivent être donc maintenues à des valeurs assez réduites pour ne détériorer pas les performances nominalisées au point 1.

3. Finalement, l'énoncé complet du critère (A.1.3) consiste à établir convenablement les coefficients r par rapport aux coefficients q, de telle manière qu'on réalise un effort total de commande de niveau comparable à celui de la perturbation et réparti équitablement entre les générateurs. À notre avis, pour les réseaux dont la puissance n'est pas très élevée c'est le problème le plus difficile, que l'on peut résoudre uniquement par des études off-line où l'analyse de la réponse à des perturbations joue un rôle de première importance.

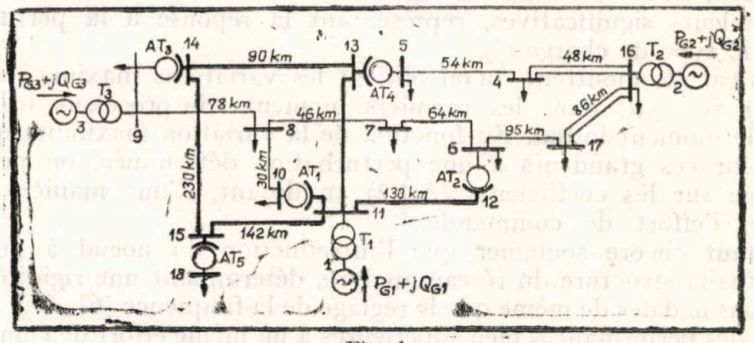


Fig. 1

4. Un aspect très important à souligner c'est que la forme des caractéristiques de charge exerce une influence sensible sur les résultats de l'OQL, ce qui impose leur connaissance au moins approximative pour les plus puissants noeuds de charge.

Afin de soutenir ces dernières affirmations on présente brièvement quelques résultats obtenus sur la base du critère défini par :

(7) $Q_d = \text{diag}\,(15, 5, 5; 15, 50, 5, 5; 15, 50, 5, 5)\ 10^{-5}$, $R_d = \text{diag}\,(1, 1, 1)$,

dans le cas du réseau test sans noeud à puissance infinie, pour trois régimes „rapprochés", qui correspondent aux types de caractéristiques de charge C_1, C_2, C_3, décrites dans l'Annexe A.2.

Dans le Tableau 1 on a présenté, à titre de comparaison, les valeurs propres associées aux états respectifs dans deux cas: le système non commandé ($u=0$) et le système à commande optimale. Dans le premier cas on peut remarquer une différence importante concernant la valeur propre dominante (λ_{10}), tandis que dans le deuxième les parties réelles des valeurs propres pour les types de charge C_2, C_3 diffèrent jusqu'à 20% par rapport au type C_1.

Le Tableau 2 contient les gains de la matrice de réaction de sortie k_y; il est bien possible à remarquer des différences sensibles entre les trois types de charge.

En outre, en appliquant, par exemple, une petite perturbation permanente, constituée par deux perturbations en échelon, simultanées, aux noeuds *5* et *18*, de valeurs :

$$\delta P_5=5 \text{ MW}, \ \delta Q_5=2 \text{ Mvar}; \ \delta P_{18}=12 \text{ MW}, \ \delta Q_{18}=6 \text{ Mvar}, \tag{8}$$

représentant en tout à peu près 1% et, respectivement, 1,3% de la somme des puissances actives et réactives consommées, on constate (v. le Tableau 3) des différences assez considérables entre divers types de charge concernant le saut initial des variables non inertielles.

Par conséquant, le comportement du réseau à une petite perturbation fixée dépend sensiblement du type des caractéristiques de charge. La simulation numérique de la réponse à une petite perturbation permet d'obtenir des informations utiles se rapportant aux performances réalisées et aux limites de variation des fonctions de commande, d'état et de sortie. Dans ce but, on a tracé dans les Fig. 2...6 les courbes d'oscillations de quelques grandeurs significatives, représentant la réponse à la perturbation (8) pour le type de charge C_2.

Les calculs montrent qu'on obtient les variations maxima des fonctions $u(t)$, $x(t)$, $y(t)$ dans les premiers moments du processus transitoire ou dans le moment initial. En fonction de la variation maximum que l'on admet pour ces grandeurs à une perturbation déterminée, on peut agir d'avantage sur les coefficients (A.1.2) en dosant, d'une manière correspondante, l'effort de commande.

Il faut encore souligner que l'introduction du noeud à puissance infinie dans la structure du réseau analysé, déterminant une rigidité élevée des tensions nodales de même que le réglage de la fréquence [6], [7], permet d'obtenir des performances bien supérieures à un même effort de commande.

ANNEXES

A.1. Problème de l'optimalisation

En poursuivant l'extension du problème de l'OQL traité dans [6], on suppose comme remplies les conditions d'existence et d'unicité de la commande optimale qui assure l'évolution asymptotiquement stable du système (1), soumis à une perturbation du type impulsionnel ($Z=D=0$, $x(0)\neq 0$), en minimisant le critère :

$$J=\int_0^\infty (x^T Q_d x+u^T R_d u)\, dt, \tag{A.1.1}$$

Tableau 1

Les valeurs propres du système test

	Valeurs propres							
	λ_1	λ_2	λ_3	$\lambda_{4,5}$	$\lambda_{6,7}$	$\lambda_{8,9}$	λ_{10}	λ_{11}
	(ΔE)			$(\Delta\delta_{21}, s_2)$	$(\Delta\delta_{31}, s_3)$	$(s_1, \Delta c_{m1})$	(ΔCm_2)	(ΔCm_3)
C_1*)	−0,2527	−0,1745	−0,2403	−0,2085±j8,492	−0,1824±j7,875	−0,1509±j 0,684	1,01	−0,032
C_2*)	−0,2535	−0,175	−0,244	−0,2063±j8,477	−0,1777±j 8,049	−0,1513±j 0,684	0,1976	−0,0321
C_3*)	−0,2532	−0,1813	−0,2375	−0,2075±j 8,491	−0,1773+j 8,065	−0,1494±j 0,674	0,078	−0,0359
C_1**)	−7,58	−3,704	−5,446	−3,5 ±j 10,305	−2,335 ±j 8,779	−0,1524±j 0,684	−0,184	−0,0322
C_2**)	−7,496	−3,498	−5,217	−3,459 ±j 10,256	−2,137 ±j 8,794	−0,1511±j 0,685	−0,184	−0,032
C_3**)	−7,517	−3,479	−5,224	−3,472 ±j 10,279	−2,135 ±j 8,809	−0,189 ±j 0,679	−0,188	−0,0318

*) système non commandé ; **) système commandé optimalement

Tableau 2

Les gains de réaction de sortie

		k_y										
		$k_{\Delta V_1}$	k_{s_1}	$k_{\dot{s}_1}$	$k_{\Delta P_{G2}}$	$k_{\Delta V_2}$	k_{s_2}	$k_{\dot{s}_2}$	$k_{\Delta P_{G3}}$	$k_{\Delta V_3}$	k_{s_3}	$k_{\dot{s}_3}$
C_1	u_1	−0,0776	0,909	0,1187	−0,025	0,0289	−0,269	−0,0355	−0,0458	0,0475	−0,644	−0,0843
	u_2	0,0464	−0,464	−0,0607	0,0081	0,0029	0,0202	−0,0057	0,035	−0,0557	0,443	0,0663
	u_3	0,0357	−0,499	−0,0888	0,0318	−0,0574	0,745	0,1355	−0,0025	0,0103	−0,242	−0,0471
C_2	u_1	−0,0837	0,977	0,1321	−0,0317	0,0353	−0,461	−0,0659	−0,0418	0,0419	−0,52	−0,0669
	u_2	0,0438	−0,432	−0,0527	0,0026	0,0078	−0,137	−0,0373	0,0397	−0,0632	0,568	0,0903
	u_3	0,0319	−0,412	−0,0692	0,0259	−0,0511	0,600	0,1125	−0,002	0,0083	−0,184	−0,0437
C_3	u_1	−0,0777	0,993	0,1328	−0,0312	0,0395	−0,476	−0,0648	−0,0408	0,0447	−0,507	−0,0631
	u_2	0,0408	−0,418	−0,0516	0,0032	0,0069	−0,147	−0,0359	0,0403	−0,0649	0,577	0,0929
	u_3	0,0285	−0,39	−0,0667	0,0265	−0,0518	0,585	0,1132	−0,0016	0,007	−0,177	−0,04147

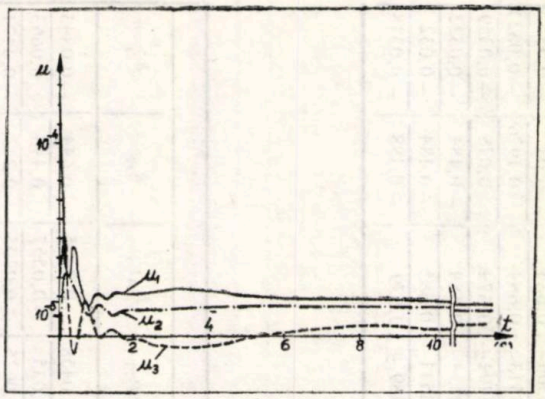


Fig. 2

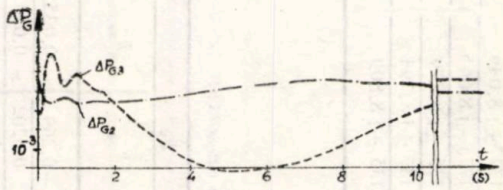


Fig. 3

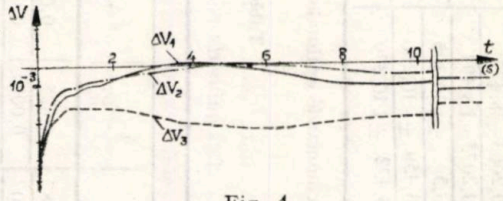


Fig. 4

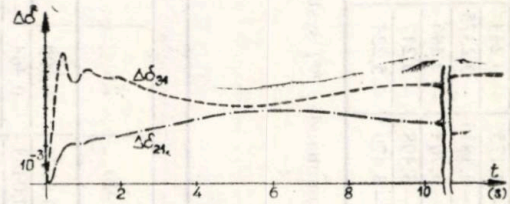


Fig. 5

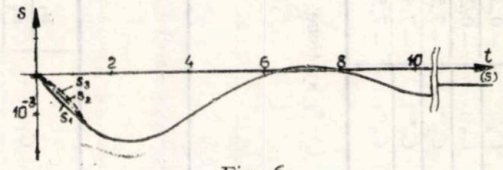


Fig. 6

Tableau 3

Le sant initial des variables non inertielles

	Noeuds	$u(0)$	$\Delta P_G(0)$		$\Delta V(0)$		$\Delta\theta(0)$
		u.r.	MW	%*)	kV	% *)	degrés
C_1	1	0,000181	11,14	1,125	−0,3973	−1,656	0,034
	2	0,000114	6,32	0,638	−0,22	−1,396	−0,045
	3	−0,000002	0,89	0,09	−0,2313	−1,469	−0,161
	5	—	—	—	−5,085	−2,311	−0,501
	18	—	—	—	−6,706	−3,048	−1,177
C_2	1	0,000126	10,49	1,06	−0,1433	−0,597	−0,117
	2	0,000032	4,53	0,458	−0,0695	−0,441	−0,148
	3	−0,000001	2,81	0,284	−0,0874	−0,555	−0,2
	5	—	—	—	−1,821	−0,828	−0,39
	18	—	—	—	−2,737	−1,244	−0,772
C_3	1	0,000123	6,98	0,706	−0,1412	−0,588	−0,048
	2	0,000002	3,19	0,322	−0,0706	−0,448	−0,076
	3	0,000029	1,49	0,15	−0,0839	−0,533	−0,124
	5	—	—	—	−1,808	−0,822	−0,283
	18	—	—	—	−2,658	−1,208	−0,607

*) calculés par rapport aux valeurs de base.

Tableau 4

Générateurs et régulateurs de vitesse (RV)

Noeud	Type	P_n MW	S_n MVA	U_n KV	x_d	x_{md}	x_q	x'_d	T_f s	RV m s	RV σ	RV T s	T_J*) s
1	TG	3×330	3×388	24	2,07	1,86	2,07	0,29	6,2	0	0,05	0,2	7,48
2	TG	2×200	2×235	15,75	1,9	1,73	1,9	0,28	6	0	0,05	0,3	7,08
3	HG	3×175	3×190	15,75	1,1	0,87	0,75	0,38	6,5	4	0,05	2	6,56

*) y compris le moteur primaire

Tableau 5

Transformateurs

	S_n MVA	U_n^{BT} KV	U_n^{HT} KV	u_{cc} %	EP	DU %	w_n	w
T_1	3×400	400	24	15,2	HT	5	2	1
T_2	2×250	242	15,75	11	HT	5	2	2
T_3	3×190	242	15,75	12	HT	5	2	2
AT_1, AT_2	1×400	400	231	11,5	BT	1,25	13	12
AT_3, AT_4, AT_5	2×400							15, 12, 12

EP — l'enroulement aux prises ; DU — l'écart de la tension par prise ; w_n — la prise moyenne ; w — la prise de fonctionnement.

où $Q_d \geqslant 0$, $R_d > 0$ sont des matrices de pénalisation de dimensions $d \times d$ et, respectivement, $g \times g$. En choisissant pour celles-ci les formes diagonales :

(A.1.2) $$Q_d = \mathrm{diag}\ (q_1, q_2, \ldots, q_d),\ R_d = \mathrm{diag}\ (r_1, r_2, \ldots, r_g),$$

le critère (A.1.1) devient :

(A.1.3) $$J = \int_0^\infty \left(\sum_{i=1}^{d} q_i x_i^2 + \sum_{j=1}^{g} r_j u_j^2 \right) \mathrm{d}t.$$

Dans ces conditions, la loi de commande optimale s'exprime sous la forme :

(A.1.4) $$u(t) = k_x\ x(t),\ k_x = -R_d^{-1} B^T K,$$

où k_x est la matrice de réaction d'état de dimensions $g \times d$. La détermination de k_x réclame le calcul de la matrice carrée symétrique K comme l'unique solution définie positive de l'équation algébrique matricielle de R i c c a t i [1]; des précisions concernant la solution de celle-ci se trouvent dans l'annexe de [6].

A.2. Données numériques

Les tableaux 4 ... 6 contiennent les valeurs des principaux paramètres techniques du schéma de la Fig. 1.

Tableau 6

Lignes

U_n KV	NC	Paramètres par circuit		
		r_0 Ω/km	x_0 Ω/km	b_0 μS/km
220	1	0,068	0,418	2,77
	2		0,414	2,79
400	1	0,0342	0,335	3,495

NC — nombre des circuits

Tableau 7

Caractéristiques de charge)*

N oeud	C_1		C_2		C_3				
	$a_P = b_P = a_Q = b_Q = 0$		$a_P = b_P = b_Q = c_Q = 0$		$a_P = 0$				
	c_P	c_Q	c_P	a_Q	b_P	c_P	a_Q	b_Q	c_Q
4	120	40	120	0,0007243	0,21277	70	0,0007243	0	0
5	280	125	280	0,002263	0,42553	180	0,001141	0,1574	25
6	120	55	120	0,0009959	0,21277	70	0,0009959	0	0
7	62	28	62	0,000507	0,12766	32	0,000507	0	0
8	65	30	65	0,0005432	0,12766	35	0,0005432	0	0
9	72	35	72	0,0006338	0,13617	40	0,0006338	0	0
10	250	120	250	0,002173	0,42553	150	0,001304	0,1277	18
16	58	30	58	0,0005432	0,11915	30	0,0005432	0	0
17	70	25	70	0,0004527	0,12766	40	0,0004527	0	0
18	650	130	650	0,002354	1,06383	400	0,00172	0,113	13

*) Les coefficients sont présentés en valeurs absolues. Pour la tension moyenne $V = 230$ KV les puissances absorbées à un noeud quelconque, qui correspondent aux types C_1, C_2, C_3, ont les mêmes valeurs numériques.

Pour calculer le régime permanent on a utilisé les données d'entrée suivantes: a) le noeud *3* comme noeud d'équilibre, dont la tension $V_3 = 15{,}75$ KV ; b) les puissances produites aux noeuds générateurs *1* et *2* : $P_{G1} = 990$ MW, $Q_{G1} = 300$ Mvar, $P_{G2} = 360$ MW, $Q_{G2} = 120$ Mvar ; c) les puissances absorbées, déterminées à l'aide des expressions 4), dont les coefficients sont envisagés dans le Tableau 7 pour trois types de caractéristiques de charge.

On a effectué les calculs en unités relatives, en acceptant pour grandeurs de base la puissance $S_b = 990$ MVA et la tension nominale de chaque niveau de tension.

Reçue le 28 décembre 1987

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Lee E. B., Marcus L., *Foundations on Optimal Control Theory.* John Wiley, N.Y., 1967.
2. Yu Y. N., Moussa H.A.M., *Optimal Stabilizations of a Multimachine System.* IEEE Trans., PAS, **91**, *3*, 1174—1182 (1972).
3. Груздев И. А. Труспекова Г. Х., Устинов С. М., *Одновременная координация настроек регуляторов возбуждения генераторов на базе численного поиска.* Электричество, *3*, 21—26 (1984).
4. Van de Meulebroeke F., Stubbe M., Vanderheeren J., De Buck F., Tomasi J., *Stabilisation des alternateurs synchrones par rétroaction de la puissance active.* SRBE, Revue E, **102**, *1—2*, 19—28 (1986).
5. Совалов С. А., Баринов В. А., *Использование линеаризованных математических моделей для анализа и управления режимами электроэнергетических систем.* Электричество. *4*, 1—10 (1985).
6. Alexandrescu V., *Possibilités d'utilisation des modèles d'ordre réduit dans le problème de la commande optimale de l'excitation du générateur synchrone.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXII (XXXVI)**, *1—4*, s. III, 87—94 (1986).
7. Alexandrescu V., *Optimizarea procesului tranzitoriu provocat de mici perturbaţii în sistemele electroenergetice complexe.* Présentée lors de la session scientifique de la Faculté d'Électrotechnique, Jassy, mai 1986.
8. Alexandrescu V., *Modèle linéarisé d'état pour l'étude de la stabilisation optimale d'un réseau complexe d'énergie.* Bul. Inst. polit., Iaşi, **XXXIII (XXXVII)**, *1—4*, s. III, 86—95 (1987).

ASUPRA STABILIZĂRII OPTIMALE A UNUI SISTEM ELECTROENERGETIC COMPLEX

(Rezumat)

Utilizînd modelul de stare liniarizat al unui sistem electroenergetic complex, dezvoltat într-o lucrare anterioară [8], se prezintă unele particularităţi privind stabilizarea sistemului la mici perturbaţii prin comanda optimală a excitaţiei generatoarelor. Se pun în evidenţă influenţa diverselor tipuri de caracteristici de sarcină şi importanţa cunoaşterii răspunsului sistemului optimizat la mici perturbaţii reale, de tip treaptă.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

D.K. 621.316.1 ; 621.319.4 ; 621.3.018.54

ZUR OPTIMIERUNG DEN VERSORGUNGSNETZE DURCH DIE BESTIMMUNG VON STANDORTEN UND LEISTUNGSGRÖSSEN DER KONDENSATORBANKEN

VON

D. IVAS

1. Einleitung

Die Struktur von EEVS ist stark von dem Blindleistungsverbrauch bzw. -umlauf beeinflußt. Die Optimierung der Blindleistungskompensation ist stark in der heutige und vergangene Literatur behandeit.

In diesem Arbeit wird ein Versuch gemacht um die ein stark Optimisationsverfahren (dynamische Programmierung) für dieses Ziel zu benutzen. Es wird ein Netz wie in dem Abb. 1 betrachtet. Hier sind alle Abnemerleistungen (p_{ij}), Leistungsfaktoren ($\cos\varphi_{ij}$) und Kabellänge (l_i und l_{ij}) bekannt. Es wird auch ein globale Leistungsfaktor ($\cos\varphi_0$) vorgeschrieben.

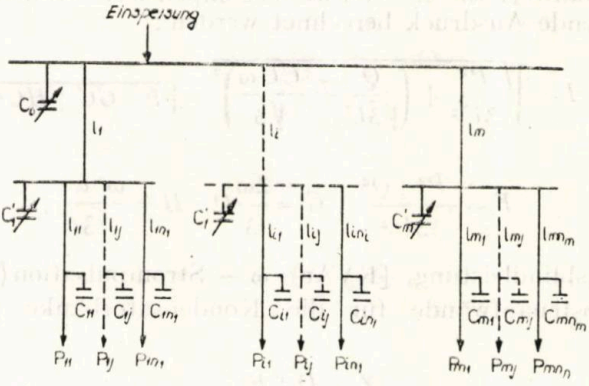


Abb. 1

Dieses Lösungsverfahren ist für Radialnetze mit zwei Stuffe (Stadt- und Industrienetze) in die Projektierungsphase einsetzbar. Als Ausgangsdaten sind die Werte für optimale Leistungsgrößen von Kondensatorbanken (C_0, C_i, C_{ij}) und indirekt fur optimale Kabelquerschnitte allen Zweige erlangt.

2. Mathematisches Modell

Der jährliche Kostenaufwand Z_1 fur eine Leistungsstrecke wird mit folgendem Ausdruck berechnet:

$$Z_1 = K_0 l + K_u U l + K_s S l + \frac{P^2}{U^2 \cos^2 \varphi} \cdot \frac{1}{\gamma S} \tau K_c . \tag{1}$$

Hierin bedeuten: l — Streckelange, [m], U — Netzspannung [KV], S — Leitungsquerschnitt, [mm²], P — aktive Leistung, [KW], $\cos\varphi$ — Leistungsfaktor, γ — Leitungsfähigkeit, τ — Verlustzeit, [Stunde/Jahr], K_i — spezifizche ökonomische Koeffizienten für Leitung (die Masse sind von Gleichung leicht herauszunemen).

Der Kabelquerschnitt wird mit der Gleichung

$$S = \frac{I}{j_{ök}} \tag{2}$$

berechnet, wo: I — Leitungsstrom, [A], $j_{ök}$ — ökonomische Stromdichte, [A/mm²].

Von den Gleichungen (1) und (2) erhält man:

$$Z_1 = (A + BI)\, l, \tag{3}$$

wo sind folgende Bezeichnungen gemacht:

$$A = K_0 + K_u U, \quad B = \frac{K_s}{j_{ök}} + 3\,\frac{j_{ök}\,\tau K_c}{\gamma}. \tag{4}$$

Der Stromwert für ein teilweise kompensierte Abnemerleitung kann mit dem folgende Ausdruck berechnet werden:

$$I = \sqrt{\frac{P^2}{3U^2} + \left(\frac{Q}{\sqrt{3}U} - \frac{CU\omega}{\sqrt{3}}\right)^2} = \sqrt{F - GC + HC^2}, \tag{5}$$

worin:

$$F = \frac{P^2 + Q^2}{3U^2}, \quad G = \frac{2\omega}{3} Q, \quad H = \frac{\omega^2 U^2}{3};$$

Q — Abnemersblindleistung, [KVAr], ω — Strompulsation (= 314).

Die Kostenaufwände für die Kondensatorbänke sind wie folgt berechnet:

$$Z_c = D + EC \tag{7}$$

für die Bänke mit konstante Leistung und:

$$Z_c = D_1 + E_1 C, \tag{8}$$

für die Bänke mit geregelte Leistung (für C_0 und C_ℓ s. Abb. 1), wo: D (D_1) — Aufwände die nicht von Leistungwert hängen, E (E_1) — Kosten für ein Leistungeinheit.

Um die Gesamtaufwand für das Netz von Abb. 1 zu erlangen sind zu erst die Zweigströme zu rechnen. Für die Leitungen L_{ij} sind direkt die mit (5) und (6) bezeichnete Gleichungen benützbar. Für die Leitungen l_i die Stromausdrücke von C_i, C_{ij} und

$$P_i = \sum_{j=1}^{n_i} P_{ij} \quad \text{bzw.} \quad Q_i = \sum_{j=1}^{n_i} Q_{ij} \tag{9}$$

werden zu kompliziert um mit der dynamische Programmierung lösbar zu sein. Um das zu vermeiden, weiter wird ein spezielle Rechnungszuordnung angewendet, der von folgende besteht :

Es wird mit C_i der Gesamtkapazität den Kondensatoren die abwärts von l_i angeknupft sind

$$C_i = C'_i + \sum_{j=1}^{n_i} C_{ij}. \tag{10}$$

Davon geht daß der Stromwert von Leitung l_i kann mit der Gleichung ähnlich mit (5) bezeichete, berechnet sein :

$$I_i = \sqrt{F_i - G_i C_i + H_i C_i^2}. \tag{11}$$

Für den Gesamtaufwand für Leitungen und Kondensatoren erhält man :

$$Z = Z_{l_g} + Z_c, \tag{12}$$

wo :

$$Z_{l_g} = \sum_{i=1}^{m} Z_{l_i} + \sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{n_i} Z_{l_{ij}}. \tag{13}$$

Alle Bezeichnungen sind die im Abb. 1 benutzte.

Von der mit (13) bezeichnete Gleichung kann man die Gesamtaufwand Z mit der folgende Ausdruck rechnen :

$$\begin{aligned} Z = D_1 + E_1 C_0 + \sum_{i=1}^{m} [D_1 + E_1 C_i + l_i (A + B\sqrt{F_i + G_i C_i + H_i C_i^2})] + \\ + \sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{n_i} [D + E C_{ij} + l_{ij} (A + B\sqrt{F_{ij} + G_{ij} C_{ij} + H_{ij} C_{ij}^2})]. \end{aligned} \tag{14}$$

Der Gesamtwert fur den Kapazitäten von Kondensatoren werden durch ein Optimierungsrechnung fur Gesamtnetz berechnet. Dafür muß man ein globale Leistungsfaktor ($\cos\varphi_0$) zu verschreiben. Wenn noch folgende Bezeichnungen gemacht werden :

$$P_0 = \sum_{i=1}^{m} P_i \quad \text{und} \quad Q_0 = \sum_{i=1}^{m} Q_i, \tag{15}$$

dann, kann man der Blindleistungswert der kompensiert werden muß, um der Wert vom Leistungsfaktor ($\cos\varphi_0$) zu erlangen, wie folgt rechnen :

$$Q_d = Q_0 - P_0 \sqrt{\frac{1}{\cos^2\varphi_0} - 1}. \tag{16}$$

Davon ergibt sich das Wert für Gesamtkapazität der Kondensatoren die in ganze Netz angeknüpft werden muß:

$$C_s = \frac{Q_d}{\omega U^2}. \tag{17}$$

Das ist zuerst als in alle $ij+i+1-$Netzpunkte zerlegen betrachtet:

$$C_s = C_0 + \sum_{i=1}^{m} C'_i + \sum_{i=1}^{m} \sum_{j=1}^{n_i} C_{ij}. \tag{18}$$

Die Gleichungen (14) und (18) können leicht als ein dynamische Programm betrachtet werden und davon die optimale Werte für C_0, C_i und C_{ij} zu berechnen.

Der vorige Einführung der Werte C_i statt C'_i kann kein Hindernis werden, wenn man die in klassische Dynamischeprogrammierungsalgorithmus benutzte Unbekannte (hier C_0, C_i, C_{ij}) in eine bestimmte Reihe behandelt werden, und zwar:

Das Algorithmus für dynamische Programmierung besteht von zwei gegenrichtungs Rechnungszüge. Zuerst sind für alle Tätigkeiten (hier Netzpunkte) die Hilfsmittel (hier Kapazitätswerte) von Null bis zu des Gesamtwert (hier C_s) verteilt. Dann werden in Gegenrichtung für jede Tätigkeit (Nezpunkt) die Optimalwert für das Hilfsmittel (Kapazitätwert) berechnet.

Bei hier speziell benutzte Rechnungszuordnung (s. Gl. (10) die Werte von Null bis C_s werden für C_i statt für C'_i verteilt werden. So wird der Maximalwert fur C'_i:

$$C'_{i\max} = C_s - \sum_{j=1}^{n_i} C_{ij}, \tag{19}$$

und nicht

$$C'_i = C_s, \tag{20}$$

wie bei klassische Algorithmus von dynamische Programmierung wäre. Das ist doch ganz richtig, weil dieser Maximalwert, der von Gleichung (19) hervorgeht, kann nur in das Extremfall erreicht werden. Das ist der Fall als die ganze Kapazität C_s wird nur für i-te Zweige verteilt. Eine größere Wert für C'_i ist nicht zu erreichen und dann führt hier speziell benutzte Rechnungszuordnung zu keine false Lösung.

Selbstverständlich kann man auch für jedes Rechenschritt zusätztliche technische Schranken (wie Überprüffen der Spannungsschranken, Überprüffen der Überkompensierungen u.s.w.) einführen.

3. Rechnungsbeispiel

Das vorgestellte Algorithmus wurde für ein Programmherstellung benutzt. Als Beispielnetze ist eine wie in dem Abb. 1 verwendet. Sie hat folgende Eingangsdaten: $m = 3$, $n_i = 3$, $A = 13{,}69$, $B = 1{,}273$, $U = 0{,}4$ KV, $\cos \varphi_0 = 0{,}98$, $D = 0$, $D_1 = 0$, $E = 5\,000$, $E_1 = 5\,000$, $H = 5\,500$. Die andere Eingangsdaten und die Ergebnisse sind in dem Tabelle 1 gegeben.

Tabelle 1

Beispiel-nummer	i	j	l_i m	l_{ij} m	P_{ij} KW	$\cos\varphi_{ij}$	C_0 mF	C_i mF	C_{ij} mF
1	1	1	50	25	300	0,5	44,847	0	0
1	1	2	50	40	300	0,5			0
1	1	3	50	50	300	0,5			0
1	2	1	100	50	300	0,5		8,538	0
1	2	2	100	75	300	0,5			4,27
1	2	3	100	100	300	0,5			6,407
1	3	1	150	75	300	0,5		4,271	4,271
1	3	2	150	100	300	0,5			6,407
1	3	3	150	150	300	0,5			8,543
2	1	1	100	50	300	0,5	23,49	12,814	0
2	1	2	100	75	300	0,5			0
2	1	3	100	100	300	0,5			6,407
2	2	1	125	50	300	0,5		12,814	0
2	2	2	125	75	300	0,5			2,136
2	2	3	125	100	300	0,5			6,407
2	3	1	150	50	300	0,5		14,949	0
2	3	2	150	75	300	0,5			2,136
2	3	3	150	100	300	0,5			6,407
3	1	1	100	50	100	0,7	6,685	1,57	0
3	1	2	100	75	100	0,7			0
3	1	3	100	100	100	0,7			0,785
3	2	1	125	50	100	0,7		2,359	0
3	2	2	125	75	100	0,7			0
3	2	3	125	100	100	0,7			0,785
3	3	1	150	50	100	0,7		3,145	0
3	3	2	150	75	100	0,7			0
3	3	3	150	100	100	0,7			0,786
4	1	1	150	100	250	0,6	18,67	8	4
4	1	2	150	75	250	0,6			1,333
4	1	3	150	50	250	0,6			0
4	2	1	125	75	250	0,6		10,66	1,333
4	2	2	125	50	250	0,6			0
4	2	3	125	25	250	0,6			0
4	3	1	100	50	250	0,6		10,66	0
4	3	2	100	25	250	0,6			0
4	3	3	100	10	250	0,6			0
5	1	1	250	200	250	0,6	6,67	9,33	4
5	1	2	250	150	250	0,6			2,664
5	1	3	250	125	250	0,6			0
5	2	1	225	175	250	0,6		10,67	2,667
5	2	2	225	150	250	0,6			2,667
5	2	3	225	125	250	0,6			0
5	3	1	200	150	250	0,6		13,33	2,667
5	3	2	200	125	250	0,6			0
5	3	3	200	100	250	0,6			0

4. Zusammenfassung

Die von dynamische Programmierungsbedingung als das Zielfunktion ein bestimmte Form zu haben ist im dieser Arbeit erfühlt durch eine speziell Rechnungszuordnung. Dann kann man dieses starke Algorithmus um die Optimalwerte fur Leistungsgröße von Kondensatorbänken zu bestimmen.

Das Ergebnis ist für eine Strahlnetze mit zwei Stuffe angewendet. Es geht hervor daß sind noch Erweiterungen und Ergänzungen für das Modell möglich

Eingegangen am 27. November 1987

Technische Hochschule, Jassy, Lehrstuhl für Energetik

LITERATURVERZEICHNIS

1. Bellman R., Dreyfus S., *Programarea dinamică aplicată* (aus Englisch übersetzt). Ed. Tehn., Bucureşti, 1967.
2. Ziermann L., *Zur optimalen Blindleistungskompensation in industriellen EVS*. Elektrie, 28, *4*, 201–202 (1974).
3. Гительзон К. М., *Оптимальное распределения конденсаторов на промышленных предприятиях*. Изд. Энергия , М., 1967.
4. Iancovici P., *Compensarea puterii reactive, factor important în creşterea economicităţii şi siguranţei funcţionării sistemului energtic*. Erste Konferenz von Energetiker aus Rumänien, s. IV, *12*, Bucureşti, 1974.
5. Graf D., Schneider K. D., *Volkswirtschaftlich gunstigster Blindleistungshaushalt in Elektroenergiesystem der DDR*. Energietechnik, 24, *2*, 65–69 (1974).
6. Гордревский И. Г., Карасов Д. Д., *Применение метода техникоэкономический сетей*. ИАН СССР, Энерг. и трансп., *5*, 57—61 (1971).

ASUPRA POSIBILITĂŢILOR DE OPTIMIZARE A REŢELELOR DE DISTRIBUŢIE PRIN DETERMINAREA LOCULUI ŞI MĂRIMII BATERIILOR DE CONDENSATOARE

(Rezumat)

Se propune un algoritm de determinare a compensării locale optime a puterii reactive folosind programarea dinamică.

Algoritmul introduce simultan şi alegerea secţiunii optime a căilor de curent pe baza densităţii economice.

Aplicabilitatea algoritmului este exemplificată pe o reţea arborescentă cu două trepte.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.3.018.7

SUR LA CIRCULATION DES COURANTS HARMONIQUES DANS LES RÉSEAUX ÉLECTRIQUES QUI ALIMENTENT DES RÉCEPTEURS NON-LINÉAIRES

PAR

ILIE POPESCU, D. BĂRBULESCU, IUSTINA ZAHARIA et ADRIAN ADĂSCĂLIŢEI

1. Introduction

À l'heure actuelle, les réseaux électriques alimentent un nombre de plus en plus grand de récepteurs non-linéaires de grande puissance. Dans ces réseaux électriques circulent des courants harmoniques produits par les récepteurs non-linéaires (déformants). Le sens de circulation des harmoniques de courant est de l'élément non-linéaire, qui les produit, vers tous les elements linéaires du réseau.

La distribution des harmoniques de courant dépend, surtout, des réactances harmoniques du réseau électrique et moins des résistances du réseau. En général ceux-ci ont des valeurs plus petites que les réactances harmoniques.

La présence de la batterie des condensateurs destinée à améliorer le facteur de puissance joue un rôle important, déterminé par la valeur de sa capacité et aussi par son lieu de branchement au réseau.

L'étude effectuée ci-dessous concerne la circulation des courants harmoniques dans un réseau éléctrique qui alimente un récepteur non-linéaire important. Les courants harmoniques ont des effets désavantageux parmi les quels les pertes supplémentaires de puissance et d'énergie harmoniques [1].

2. Considération sur le schéma électrique et la circulation des courants harmoniques

On considère le cas d'un récepteur non-linéaire de grande puissance raccordé à un réseau par une station industrielle (Fig. 1). Une batterie de condensateurs BC est raccordée à la barre collectrice pour améliorer le facteur de puissance.

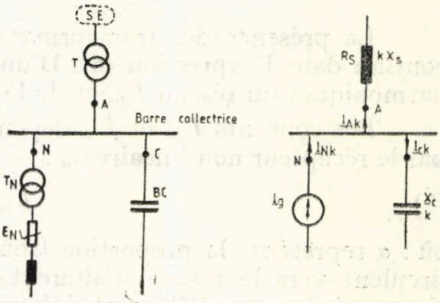


Fig. 1

On analyse la circulation des harmoniques du courant sur le schéma équivalent représenté dans la Fig. 1 *b*, où l'on néglige la résistance du réseau par rapport à son réactance dûe aux harmoniques ; ici G_a représente le générateur des harmoniques de courant I_{Nk}, $(k \geqslant 2)$; kX_s — la réactance du réseau dûe aux harmoniques de rang k (y compris la réactance du transformateur d'alimentation T) ; X_C/k — la réactance des condensateurs dûe aux harmoniques ; I_{Ak} — la valeur efficace du courant harmonique de rang k qui circule par le point A de mesure ; I_{kC} — la valeur efficace du courant harmonique de rang k qui circule par la batterie de condensateurs.

Les expressions des courants harmoniques sont données par les relations :

$$\underline{I}_{Ak} = \frac{X_C}{X_C - k^2 X_s} \underline{I}_{Nk} = \alpha_k \underline{I}_{Nk}, \tag{1}$$

$$\underline{I}_{Ck} = \frac{-k^2 X_C}{X_C - k^2 X_s} \underline{I}_{Nk} = (1 - \alpha \underline{I}_k)\, \underline{I}_{Nk}, \tag{2}$$

où :

$$\alpha_k = \frac{X_C}{X_C - k^2 X_s}. \tag{3}$$

Le coefficient α_k détermine la manière de répartition des harmoniques du courant dans le réseau et dans la batterie de condensateurs et dépend de la structure du réseau et du rang des harmoniques. Si on néglige la résistance du réseau, les harmoniques des courants $\underline{I}_{Ak}$, $\underline{I}_{Ck}$ sont toujours en opposition de phase et satisfont les relations :

$$\underline{I}_{Nk} = \underline{I}_{Ak} + \underline{I}_{Ck} \quad \text{et} \quad (5) \qquad I_{Nk} = |\, I_{Ak} - I_{ck} \,|. \tag{4}$$

Pour déterminer les puissances et les énergies harmoniques qui circulent vers le réseau on utilise l'expression de la valeur efficace du courant harmonique, dans le point de mesure N :

$$I_{Na} = \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{Nk}^2}. \tag{6}$$

La présence des transformateurs T_N justifie l'absence du composant continu dans l'expression (6). D'une façon analogue on définit les courants harmoniques du réseau I_{Aa} et de la batterie de condensateurs I_{Ca}.

Les courants I_{Aa} et I_{Ca} dépendent du courant harmonique I_{Na} généré par le récepteur non-linéaire G_a :

$$I_{Aa} = \alpha I_{Na}, \tag{7}$$

où : α represénte la proportion (sousunitaire) des courants harmoniques qui circulent vers le réseau d'alimentation par rapport aux courants harmoniques générés par l'élément déformant. Si l'on utilise les relations (1), (6) et (7) on obtient :

$$\alpha = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \alpha_k^2 I_{Nk}^2}}{I_{Na}} = \frac{I_{Aa}}{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{I_{Ak}^2}{\alpha_k^2}}} = \frac{k_{iA} I_A}{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} \frac{I_{Ak}^2}{\alpha_k^2}}}. \tag{8}$$

Le coefficient α dépend non seulement de la structure du réseau électrique (par l'intermédiaire de α_k) mais aussi des harmoniques de courant I_{Nk} produites par le récepteur non-linéaire.

Le coefficient α_k reste constant si la structure du réseau ne change pas et le courant i_N ne change pas d'allure dans le temps même si sa valeur efficace varie. Par exemple dans les réseaux électriques triphasées qui alimentent des redresseurs de puissance hexaphasés, le courant de ligne mesuré au primaire du transformateur T_N contient dans son spectre des harmoniques de courant dont l'amplitude est [3], [4] :

$$I_{Nk} = \frac{I_{N1}}{k}. \tag{9}$$

Dans ce cas, fréquemment rencontré en pratique, l'expression du coefficient α devient :

$$\alpha = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{\alpha_k}{k}\right)^2}{\sum_{k=2}^{\infty} \left(\frac{1}{k^2}\right)}}. \tag{10}$$

On étudie, dans ce qui suit, la possibilité de déterminer le coefficient α par la mesure des courants ou des facteurs de distorsion. En utilisant les relations (5) et (7), le coefficient α devient :

$$\alpha = \frac{I_{Aa}}{\sqrt{I_{Aa}^2 + I_{Ca}^2 - 2\sum_{k=2}^{\infty} I_{Ak} I_{Ck}}}. \tag{11}$$

Si l'on exprime les courants harmoniques à l'aide des facteurs de distorsion dans les points A et C de mesure, à savoir :

$$I_{Aa} = k_{iA} I_A, \qquad I_{Ca} = k_{iC} I_C, \tag{12}$$

on obtient la relation

$$\alpha = \frac{k_{iA} I_A}{\sqrt{k_{iA}^2 I_A^2 + k_{iC}^2 I_C^2 - 2\sum_{k=2}^{\infty} I_{Ak} I_{Ck}}}, \tag{13}$$

où I_A, I_C sont les valeurs efficaces des courants dans les points A et C ; k_{iA}, k_{iC} — les facteurs de distorsion des courants.

On peut déterminer, par mesure, toutes les grandeurs qui interviennent dans la relation (13). À savoir, on peut lire les valeurs efficaces des

courants directement sur les ampèremetres et mesurer les facteurs de distorsion à l'aide d'un distorsiomètre tandis que les harmoniques des courants I_{Ak}, I_{Ck} peuvent être déterminées avec un analyseur de spectre.

La puissance active harmonique fournie par le réseau de distribution au système énergetique par le point A, P_{Aa}, est dissipée dans la résistance R_s du système. On la peut calculer avec la relation :

$$P_{Aa}=3R_sI_{Aa}^2=3R_s\alpha^2I_{Na}^2=3R_sk_{iA}^2I_A^2=3R_s\alpha^2k_{iN}^2I_N^2. \tag{14}$$

L'énergie active harmonique reçue par le système énergetique, dans un intervalle de temps t, résulte de la forme :

$$W_{Aa}=\int_0^t P_{Aa}\,\mathrm{d}t=3R_s\int_0^t k_{iA}^2I_A^2\,\mathrm{d}t=3R_s\int_0^t \alpha^2k_{iN}^2I_N^2\,\mathrm{d}t. \tag{15}$$

On peut déterminer la puissance active harmonique P_{Aa} (rel. (14)) en effectuant des mesures dans le point A, mais les résultats obtenus dépendent de la variation des valeurs efficaces des courants dans le temps, de la variation de leurs facteurs de distorsion et de la structure du réseau par l'intermédiaire du coefficient α.

En pratique on peut rencontrer diverses situations, à savoir :

a) I_A=const., k_{iA}=const. C'est le cas du récepteur non-linéaire à charge constante (l'allure dans le temps du courant i_N ne change pas, ni sa valeur de crête) et la capacité de la batterie de condensateurs reste constante (α=const.).

b) I_A = variable, k_{iA} = const. C'est le cas du récepteur non-linéaire à charge variable (la valeur de crête du courant i_N se modifie tandis que l'allure dans le temps ne change pas, ce qui correspond à k_{iN}=const.). La capacité de la batterie de condensateurs peut se modifier ou non.

c) I_A=const., k_{iA} = variable. La charge du récepteur non-linéaire et la capacité de la batterie de condensateurs sont invariables (I_N=const., X_c=const.) mais l'allure du courant absorbé par le consommateur non-linéaire se modifie dans le temps (k_{iN} = variable).

d) $k_{iA}I_A=\alpha I_{Na}=\alpha k_{iN}I_N$=const. C'est le cas du récepteur non-linéaire à charge variable. Le changement de la charge entraine la modification de la capacité de la batterie de condensateurs pour maintenir le facteur de puissance constant.

e) I_A = variable, k_{iA} = variable. Dans ce cas varient, en même temps, la valeur de crête du courant circulant par le consommateur non-linéaire i_N et son allure dans le temps, sans tenir compte de la valeur de la capacité de la batterie de condensateurs.

Les relations de calcul pour l'énergie active des harmoniques, en utilisant seulement des mesures dans le point A, pour les cas ci-dessus, sont presentés dans la Note [4].

3. Exemple

On considère un redresseur hexaphasé qui alimente un récepteur non-linéaire branché au réseau dont le schéma électrique est représenté dans la Fig. 1. La batterie de condensateurs BC modifie sa capacité simultanément avec la charge dans le but de garder la valeur neutrale du facteur de puissance.

L'allure dans le temps des courants, dans le point de mesure N, est représentée dans la Fig. 2. Les valeurs des harmoniques qu'ils contiennent sont présentées dans le Tableau 1. Ce cas correspond au celui où k_{iN} = const., I_N = variable. Pour le situer dans un des cas c) ou d), (v. § 2) il faut calculer le coefficient α avec la relation (8) et le coefficient α_k à l' aide de la relation (3) pour $X_C = 1\,000\ \Omega$, $X_s = 60\ \Omega$. On obtient $\alpha = 1{,}64$.

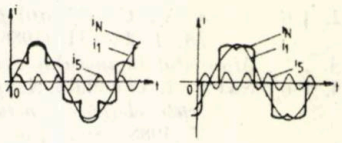


Fig. 2

Si le courant I_N diminue (par exemple jusqu'à moitié) et l'allure dans le temps du courant ne change pas (k_{iN} = const.) alors toutes les valeurs de crête des harmoniques, y compris la fondamentale, diminuent deux fois. Pour améliorer le facteur de puissance on

Tableau 1

k	1	5	7	11	13
I_{Nk}, [A]	100	22,6	11,3	9,1	6,5

modifie la capacité de la BC dans le même rapport, tel que la réactance de la batterie de condensateurs devienne $X_C = 2\,000\ \Omega$. Cette fois on obtient $\alpha' = 3{,}38$.

Pour établir si le réseau fonctionne dans le cas c) (v. § 2) il est nécessaire de calculer le produit

$$k_{iA} I_A = \alpha I_{Na} = \alpha k_{iN} I_N = \text{const.} \tag{16}$$

On compare les produits pour les deux situations : $k_{iN} I_N$ et $\alpha' k_{iN} I_N/2$. Compte tenu que $\alpha'/2 = 3{,}38/2 = 1{,}69 \approx \alpha$ les produits résultent égaux et par conséquent c'est dans le cas c) qu'on peut situer le réseau considéré.

4. Remarques finales

La circulation des courants harmoniques dans un réseau électrique du type station de grande puissance qui alimente un récepteur non-linéaire de grande puissance dépend de la présence de la batterie de condensateurs et aussi de son régime de fonctionnement (fixe ou variable en degrés).

L'analyse des courants a permis d'établir une expression de calcul pour le coefficient α qui représente la proportion du courant harmonique qui circule vers le système énergétique par rapport au courant harmonique produit par l'élément non-linéaire. Ce coefficient met en évidence la manière de modification du courant harmonique qui circule dans le réseau, compte tenu de la charge du récepteur (I_N, k_{iN}) et de la capacité de la batterie de condensateurs (X_C).

Reçue le 24 novembre 1987

Institut Polytechnique, Jassy,
Chaire d'Électrotechnique, Mesures et Machines électriques

BIBLIOGRPAHIE

1. Tschappu F., *Champ et limites d'application des installations de régulateur de puissance à thyristors dans l'optique de l'influence qu'elles exercent sur la mesure de l'énergie.* Rev. Landis & Gyr, **26**, 2, 16–23 (1979).

2. Ţ u g u l e a A., *Consideraţii privind efectele energetice ale regimului deformant*. Energetica, 34, *1*, 27–31 (1986).
3. * * * *Manualul inginerului electrician*. Vol. III, Ed. Tehn., Bucureşti, 1956, 372.
4. P o p e s c u I. et collab., *Asupra determinării puterii şi energiei armonice active disipată în reţele electrice neramificate care alimentează receptoare neliniare*. Energetica, *2* (1988) (sous presse).
5. K i m b a r k E. W., *Direct Current Transmission*. Vol. I, John Wiley & Sons, N. Y./ /London/Sydney/Toronto, 1971.

ASUPRA CIRCULAŢIEI CURENŢILOR ARMONICI ÎN REŢELELE ELECTRICE CARE ALIMENTEAZĂ RECEPTOARE NELINIARE

(Rezumat)

Se determină expresiile coeficienţilor α_k de transmisie a armonicilor de curent şi respectiv α, de transmisie a curentului armonic, în reţeaua de alimentare cu energie electrică. Coeficienţii α_k şi α permit, pe de o parte, determinarea regimurilor de rezonanţă iar, pe de altă parte, determinarea puterilor şi energiei active transmise, pe armonici, în reţeaua de alimentare.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

C.D. 621.311.152

LA PRÉVISION À COURT TERME DE LA CONSOMMATION D'ÉNERGIE ÉLECTRIQUE

PAR

GH. CÎRŢINĂ

1. Introduction

La commande des systèmes énergétiques suppose qu'on suit sans arrêt les variations des puissances demandées et qu'on prédit avec une bonne exactitude les puissances sollicitées dans l'avenir. Ainsi il est possible de préparer à temps le démarage et l'arrêt des groupes de production. De même, il faut assurer à temps l'approvisionement des centrales avec le combustible nécessaire, l'exécution des révisions et des réparations de l'équipement des centrales et des réseaux électriques.

La plus suggestive représentation de la variation des puissances sollicitées est celle basée sur les graphiques de charge (quotidiens, hebdomadaires, mensuels, annuels). Dans le travail ci-dessous sont présentées la modélisation et la prédiction analytique des graphiques de charge des usagers. Pour le calcul des paramètres des modèles ont été élaborés des programmes correspondants dans le langage FØRTRAN.

2. Les séries de temps et leurs composants

Par une série de temps, $Y_0(t)$, on définit une file de nombres réels qui représentent le résultat des observations concernant un processus, effectuées à des intervalles discrètes de temps. Dans le cas où le processus observé représente la charge du réseau électrique dans les différents noeuds, les séries respectives sont constituées des files des puissances actives et réactives mesurées aux noeuds respectifs, pour différentes intervalles de temps.

Les séries de temps, en général, donc dans le cas des charges électriques en particulier, contiennent deux types de composants, [4], à savoir:

a) les composants déterministes $Y_D(t)$, constituées à leur tour du composant tendance générale, $Y_T(t)$, et du composant cyclique (périodique), $Y_c(t)$; b) les composants stochastiques (aléatoires), $Y_s(t)$:

$$Y_0(t)=Y_D(t)+Y_s(t)=Y_T(t)+Y_c(t)+Y_s(t). \tag{1}$$

Les composants téndance générale peuvent être expliqués par la politique économique, l'essor ou la régression économique, etc. Les composants cycliques sont dus à la périodicité de certaines activités quotidiennes, à la succession des saisons, etc.

2.1. Le composant tendance générale

Ce composant est approximé, d'habitude, par une fonction parabolique :

$$Y_T(t)=a_0+a_1t+a_2t^2. \tag{2}$$

Pour la détermination des coefficients de la fonction on utilise la méthode des moindres carrés. Le problème revient à la détermination de a_0, a_1 et a_2 à partir de la relation

$$\min V(a_0,\ a_1,\ a_2) = \min_{a_0, a_1, a_2} \left\{ \sum_{t=1}^{N} [Y_0(t) - a_0 - a_1 t - a_2 t^2]^2 \right\}, \tag{3}$$

d'où il résulte, tous calculs effectués :

$$\sum_{t=1}^{N} Y_0(t) = a_0 N + a_1 \sum_{t=1}^{N} t + a_2 \sum_{t=1}^{N} t^2, \tag{4}$$

$$\sum_{t=1}^{N} t Y_0(t) = a_0 \sum_{t=1}^{N} t + a_1 \sum_{t=1}^{N} t^2 + a_2 \sum_{t=1}^{N} t^3, \tag{5}$$

$$\sum_{t=1}^{N} t^2 Y_0(t) = a_0 \sum_{t=1}^{N} t^2 + a_1 \sum_{t=1}^{N} t^3 + a_2 \sum_{t=1}^{N} t^4. \tag{6}$$

Dans les relations ci-dessus N représente le nombre des observations effectuées à des intervalles discrètes de temps. Par la solution du système d'équations (4)...(6) on déduit les coefficients de la fonction tendance générale pour la durée des observations.

2.2. Le composant cyclique (périodique)

Le composant cyclique est approximé par des séries Fourier tronquées à un nombre correspondant de termes, n, la forme la plus habituelle pour $Y_c(t)$, dans le cas N=paire, en étant

$$Y_c(t) = a_0 + 2 \sum_{i=1}^{n-1} \left(a_i \cos \frac{2\pi i}{N} t + b_i \sin \frac{2\pi i}{N} t \right) + a_n (-1)^t,\ n = \frac{N}{2}. \tag{7}$$

L'estimation des paramètres se réalise, de même, par la méthode des moindres carrés. En partant de la relation

$$\min F(a_i,\ b_i) = \min_{a_i,\ b_i} \sum_{t=1}^{N} [Y_0'(t) - C^T \varphi(t)]^2, \tag{8}$$

ou

$$Y_0'(t) = Y_0(t) - Y_T(t), \tag{9}$$

$$C^T = [a_0\ 2a_1 \dots 2a_{n-1}\ \ 2b_1 \dots 2b_{n-1}\ \ a_n] = [c_1\ c_2 \dots c_{2n}], \tag{10}$$

$$\varphi(t) = \left[1\ \cos \frac{2\pi}{N} t \dots \cos \frac{2\pi(n-1)}{N} t\ \ \sin \frac{2\pi}{N} t \dots \sin \frac{2\pi(n-1)}{N} t\ \ (-1)^t \right]^T, \tag{11}$$

par la dérivation et l'annulation des dérivées on déduit

$$a_0 = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^{N} \overline{Y_0'(t)} = \overline{Y}_0, \tag{12}$$

$$(13)\qquad a_i=\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} Y_0'(t)\cos\frac{2\pi i}{N}t,\qquad (14)\qquad b_i=\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} Y_0'(t)\sin\frac{2\pi i}{N}t,$$

$$(i=1,\ 2,\ \ldots,\ n-1\ ;\ n=N/2),$$

$$(15)\qquad a_n=\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N} Y_0'(t)\,(-1)^t,\ n=\frac{N}{2}.$$

En introduisant ces valeurs en (7) on obtient l'estimation de $Y_c(t)$. Assez souvent le composant cyclique est mis sous la forme

$$(16)\qquad Y_c(t)=R_0+2\sum_{i=1}^{n-1} R_i\cos\left(\frac{2\pi i}{N}t-\alpha_i\right)+R_n(-1)^t,\ n=\frac{N}{2},$$

où :

$$(17)\qquad R_0=a_0=Y_0,\ R_n=a_n\ ;$$

$$(18)\qquad R_i=\sqrt{a_i^2+b_i^2},\quad \alpha_i=\operatorname{arc\,tg}\left(-\frac{b_i}{a_i}\right),\quad (i=1,\ 2,\ \ldots,\ n-1).$$

2.3. Le composant stochastique

Pour de nombreux cas le composant stochastique, résulté après l'élimination de la tendance générale et du composant cyclique, a des valeurs importantes, de sorte qu'il ne peut pas et ne doit pas être négligé. Les modèles les plus utilisés dans ce cas ont pour expression :

$$(19)\qquad \sum_{i=0}^{r} a_{r,i}Y_s(t-1)=e(t),$$

et on les appelle des modèles autorégressifs d'ordre r. Pour $r=2$, par exemple, il en résulte le modèle autorégressif de deuxième ordre :

$$(20)\qquad Y_s(t)=-a_{2,1}Y_s(t-1)-a_{2,2}Y_s(t-2)+e(t).$$

Le terme $e(t)$, avec la moyenne nulle et la variance (σ^2) finie, prend en considération, d'une certaine manière, l'inexactitude du modèle. Pour l'estimation des paramètres du modèle autorégressif (19) les meilleurs résultats sont obtenus avec l'algorithme Levinson [4] ; l'algorithme est initialisé avec les valeurs suivantes :

$$(21)\qquad a_{1,1}=-\frac{r(1)}{r(0)},\qquad (22)\qquad \lambda_1=r(0)-\frac{r^2(1)}{r(0)}.$$

Dans les relations ci-dessus

$$(23)\qquad r(k)=\frac{1}{N}\sum_{t=1}^{N-k} Y_0''(t)Y_0''(t+k)$$

représente l'autocovariance de la composante stochastique, $Y_0''(t)$, et λ_n^2 est l'estimation de la variance de la même composante :

$$Y_0''(t) = Y_0'(t) - Y_c(t). \tag{24}$$

3. Exemples d'application de la modélisation et de la prédiction

En partant des résultats présentés dans le § 2 on a effectué un grand nombre de modélisations de la charge active et réactive sur différentes périodes (jours, semaines, mois, années). À titre démonstratif on présente ci-dessous seulement trois exemples pour la modélisation et la prédiction de la charge active.

3.1. La modélisation de la puissance moyenne mensuelle d'une année

On considère la file des données $\{Y_0(t)\}$, $(t=1, 2, ..., 12)$, où $Y_0(t)$ représente la moyenne horaire de la puissance active sollicité par une entreprise pour le mois t de l'année, (Tableau 1).

En utilisant les relations ci-dessus on a déterminé les trois composants de la série de temps :

$$Y_T(t) = 65{,}77 + 5{,}086\,t - 0{,}083\,t^2, \tag{25}$$

$$Y_c(t) = 6{,}2 \cos\left(\frac{\pi}{6}t + 1{,}4\right) + 8 \cos\left(\frac{\pi}{3}t - 1{,}51\right) + 4{,}3 \cos\left(\frac{\pi}{2}t + 0{,}13\right) + \tag{26}$$
$$+ 7{,}7 \cos\frac{2\pi}{3}t + 1{,}78\,(-1)^t,$$

$$Y_s(t) = 0{,}214\,Y_s(t-1) - 0{,}12\,Y_s(t-2) - 0{,}36\,Y_s(t-3). \tag{27}$$

Le composant cyclique (rel. (26)) a été déterminé en considérant les quatre premiers harmoniques et le composant stochastique (rel. (27)), à l'aide d'un modèle autorégressif de troisième ordre. Les résultats des calculs ainsi que l'erreur de modélisation sont présentés, de même, dans le Tableau 1.

Dans la Fig. 1 *a* est représentée la série initiale—la moyenne horaire des puissances actives sollicitées pour chaque mois de l'année (la ligne continue) et le modèle (ligne interrompune) obtenu avec les relations (25), (26). Dans les Fig. 1 *b*, 1 *c* et 1 *d* sont représentées, en ordre, les trois composants $Y_T(t)$, $Y_c(t)$, respectivement, $Y_s(t)$.

3.2. La modélisation de la puissance horaire d'une journée

L'existence d'une certaine periodicité dans les graphiques de charge des usagers suggère la modélisation des ceux-ci par des séries du type (7) ou (16).

À partir du Tableau 2, où sont indiquées les valeurs des puissances actives, mesurées toutes les heures d'une journée d'été (la deuxième colonne) dans un noeud du réseau électrique, à l'aide des programmes de calcul qui ont à la base les relations (12)...(18), ont été déterminées les amplitudes, R_i, et les déphasages, α_i, des harmoniques, pour le cas $N=24$, $(i=1, 2, ..., 11)$. En tant que critère de performance de l'exactitude du modèle on a considéré l'erreur moyenne quadratique, $\overline{\varepsilon^2}$.

Tableau 1

La moyenne horaire de la puissance active pour les mois de l'année

	janvier	février	mars	avril	mai	juin	juillet	août	sept.	octobre	nov.	déc.
$Y_0(t)$, [MW]	67,4	70,18	83,50	88,60	96,30	120,6	83,03	79,73	97,28	104,6	115,56	124,8
$Y_T(t)$, [MW]	70,77	75,61	80,30	84,78	89,125	93,298	97,30	101,14	104,82	108,33	111,33	114,85
$Y_c(t)$, [MW]	−9,9	13,85	12,2	6,7	3,7	14,37	−15,6	−18	0,6	−4,6	−3,15	3,6
$Y_s(t)$, [MW]	6,53	−19,28	−9	−1,96	7,6	5,1	0,88	−3,15	2,61	−0,49	1,34	1,28
$Y\Sigma(t)$, [MW]*)	67,4	70,18	83,50	89,52	100,4	114,7	82,58	79,99	102,81	103,24	110,86	120,4
$Y_0(t)-Y\Sigma(t)$, [MW]	0	0	0	−0,92	−4,1	−5,8	0,45	−0,26	−5,5	1,36	4,7	5,07

*) $Y\Sigma(t)=Y_T(t)+Y_c(t)+Y_s(t)$,

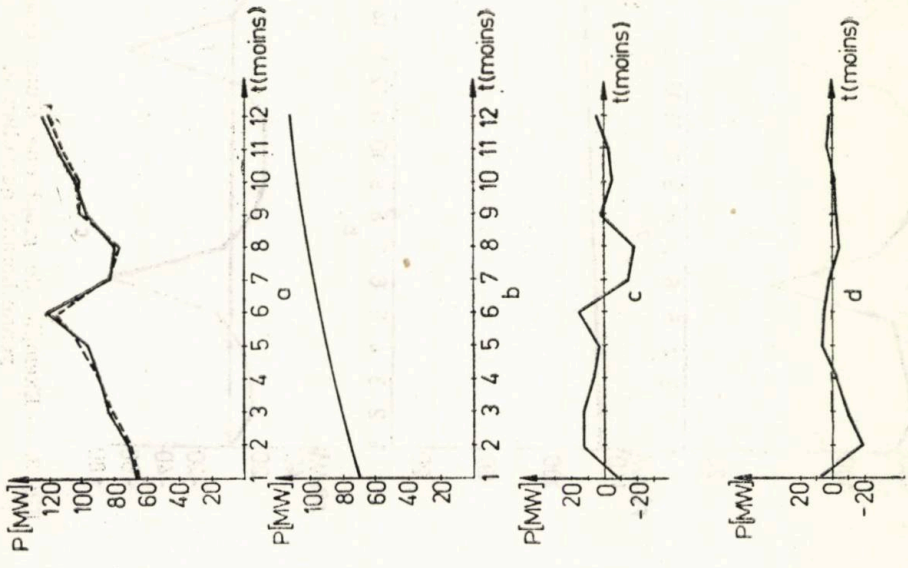


Fig. 1. — Le modèle du graphique de charge et les trois composants.

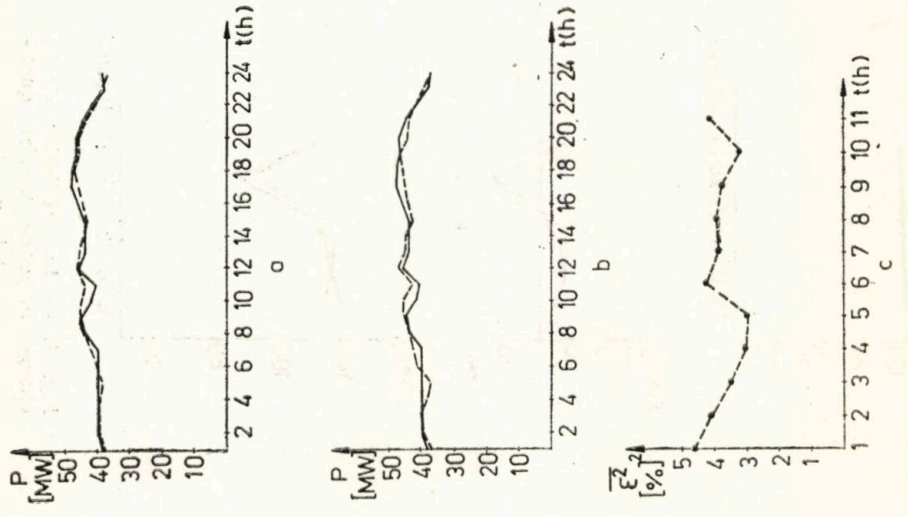


Fig. 2. — Le modèle du graphique de charge active d'une journée.

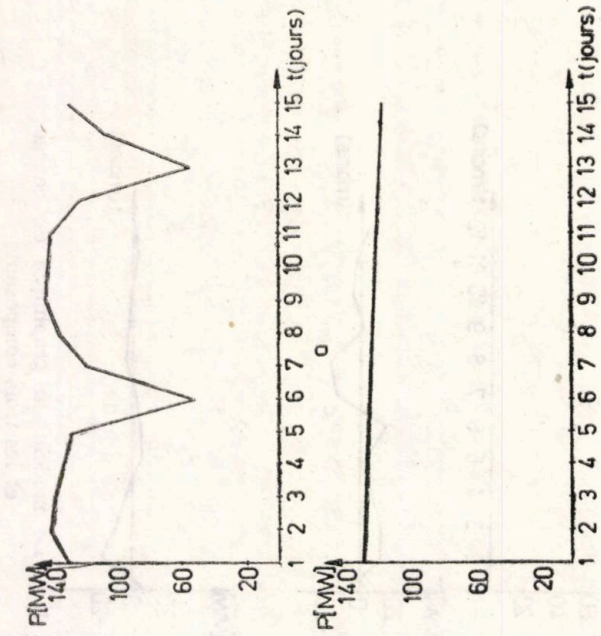


Fig. 3. — Exemple de graphique d'une charge moyenne horaire quotidienne.

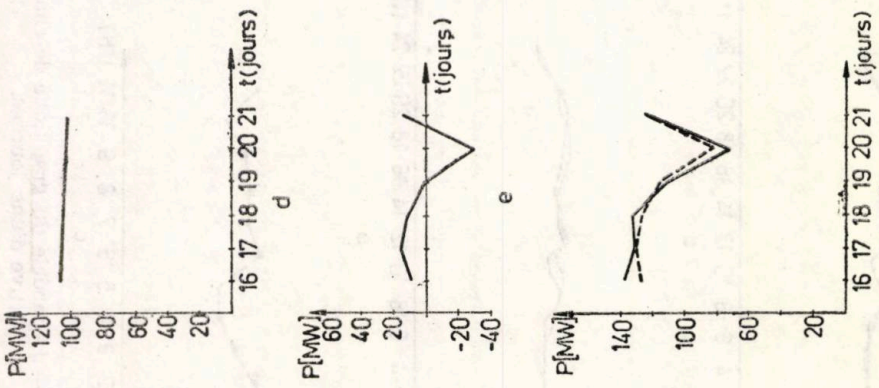


Fig. 4. — La prédiction de la charge moyenne horaire quotidienne.

Tableau 2

Les puissances actives horaires d'une journée

t h	Puissance mesurée MW	Puissance modélée, [MW]							
		Ordre des harmoniques							
		1	2	3	4	5	6	7	11
1	39	39,17	37,75	37,61	37,80	37,10	36,80	36,29	37,1
2	40	39,4	37,6	38,26	39,05	39,1	40	40,3	39,8
3	40	39	37,3	38,4	38,9	39,6	38,5	40,3	40,2
4	40	39,7	38,5	39,4	39,2	39,5	38	38	38,6
5	40	39,8	39,5	39,63	38,8	38,2	40,6	37,8	37,3
6	40	40,9	41,5	40,9	40,3	39,7	42,5	41,2	41,2
7	40	41,3	42,8	41,7	41,9	42,2	44,2	42,3	42,5
8	44	42,7	44,5	43,6	44,4	45,1	45,1	43,8	43,2
9	45	43,2	44,9	44,8	45,3	45,5	46,4	45,6	46
10	42	44,5	45,7	46,3	46,18	45,5	45,3	46,6	46,4
11	41	44,8	45,2	46,2	45,4	45	46,9	44,7	44,8
12	46	45,9	45,3	46,1	45,6	46,04	45,2	46,88	46,9
13	44	45,9	44,5	44,6	44,8	45,6	45,7	45,8	45,6
14	44	46,6	44,7	44,1	44,9	44,8	43,4	45,4	45,5
15	44	46,1	44,4	43,3	43,8	43,1	42,8	43,14	42,8
16	46	46,2	45,1	44,2	44,04	43,7	44,37	43,3	43,4
17	48	45	45	44,9	44,01	44,7	47,3	44,4	44,6
18	48	45,06	45,7	46,3	45,8	46,4	45,5	46,7	45,28
19	47	43,8	44,2	45,2	45,48	45,2	45,11	45,7	46,28
20	47	43,3	45,12	45,9	46,7	46,06	43,9	45,5	44,5
21	45	41,9	43,6	43,78	44,3	44,2	41,9	43,4	43,2
22	42	40,67	42,6	41,9	41,7	41,08	38,5	41,7	42,1
23	38	40,24	40,5	39,46	38,6	38,2	37,4	39	39,04
24	37	40	39,3	38,5	37,9	38,3	37,1	37,4	37

Les résultats de la modélisation, en considérant un nombre différent de harmoniques, sont présentés aussi dans le Tableau 2. Dans les Fig. 2 *a* et 2 *b* sont présentées, comparativement, la charge réelle (ligne continue) et la charge obtenue à l'aide du modèle (ligne interrompue) en considérant les premiers cinq harmoniques, respectivement, les premiers onze harmoniques. Dans la Fig. 2 *c* est représentée l'erreur moyenne quadratique en fonction du nombre des harmoniques considérés. On constate, dans ce cas, que le minimum de l'erreur moyenne quadratique est obtenu en considérant les premiers cinq harmoniques. À une conclusion similaire ont abouti Kazantsev et collaborateurs [2]. Au lieu de considérer les premiers cinq harmoniques, il est mieux de considérer les harmoniques 1, 2, 3, 4, 6, dont les périodes sont 24, 12, 8, 6, 4 heures (pour $N=24$).

3.3. La prédiction de la puissance moyenne horaire quotidienne

On considère connues les moyennes horaires de la charge active quotidienne d'une entreprise pour les premières deux semaines d'un mois (Fig. 3 *a*) et on poursuit la détermination de la prédiction pour la troisième semaine du mois considéré.

D'abord, en procédant comme dans le premier exemple on obtient la tendance générale :

$$Y_T(t) = 129{,}21 - 0{,}73\,t - 0{,}00615\,t^2 \tag{28}$$

et la composante stochastique (en utilisant un modèle autorégressif d'ordre six) :

$$\begin{aligned} Y_s(t) = {} & 0{,}11\,Y(t-1) + 0{,}453\,Y(t-2) + 0{,}351\,Y(t-3) + 0{,}414\,Y(t-4) + \\ & + 0{,}334\,Y(t-5) + 0{,}247\,Y(t-6)\,; \end{aligned} \tag{29}$$

les deux composants sont représentés dans la Fig. 3 *b*, respectivement, Fig. 3 *c*.

Les résultats du calcul ont montré que le renoncement au composant cyclique, dans ce cas, ne conduit pas à la diminution de l'exactitude du modèle (la composant cyclique a été inclu dans celui stochastique).

Les modèles pour $Y_T(t)$ et $Y_s(t)$ ont été utilisés pour la prédiction des composants respectifs, (Fig. 4 *a* et 4 *b*). Dans la fig. 4 *c* est représentée la prédiction de la charge active (ligne interrompue), par rapport à la charge mesurée (ligne continue).

4. Conclusions

La modélisation des graphiques de charge (active, réactive) des noeuds du réseau électrique par des séries de temps s'avère suffisamment précise par rapport au processus réel.

Il n'est pas nécessaire toujours de considérer tous les composants (téndance générale, cyclique, stochastique). Pour le composant cyclique la considération des harmoniques 1, 2, 3, 4, 6 s'avère suffisamment exacte dans la plupart des cas.

La modélisation de la charge électrique des usagers par des séries de temps est un outil de grande importance dans la conduite opérative du système énergétique, dans l'analyse de différents aspects du fonctionnement économique (dans le cas d'optimisation des pertes d'énergie, en utilisant [5]), que dans les études de planification à court et à long terme.

Reçue le 17 décembre 1986

Institut Polytechniques, Jassy,
Chaire d'Énergétique

BIBLIOGRAPHIE

1. Dillon T. S., *Modelling of Power System Load for Expansion Planning and Operations Sheduling.* Proc. of the Symp. on Computer Appl. in Large Scale Power Systems, New Delhi, August 16—19, 1979, **2**, 37—45.
2. Казанцев Н. В., Бердин С. А., Мухачев И. А., Шаманов П. А., *Определение потерь энергии в замкунтных сетях энергосистем в условях неполности информации.* Электричество, *3*, 67—68 (1983).
3. Фокин А.Ю., Пономаренко С.Н., Пазликов С.В., *Экспериментальное исследование вероятностно-статистических характеристик нагрузок в электроснабхающей системе.* Электричество, *9*, 9—15 (1983).
4. Tertişco M., Stoica P., Popescu T., *Modelarea şi predicţia seriilor de timp.* Ed. Acad. RSR, Bucureşti, 1985.
5. Cârţină G., *Minimisation des pertes de puissance active dans les réseaux à haute tension.* Bull. ASE/UCS, **76**, *13*, 746—749 (1985).

PROGNOZA PE TERMEN SCURT A CONSUMULUI DE ENERGIE ELECTRICĂ

(Rezumat)

Se studiază modelarea şi prognoza sarcinii consumatorilor utilizînd seriile de timp.

BULETINUL INSTITUTULUI POLITEHNIC, IAŞI
Tomul XXXIV (XXXVIII), Fasc. 1—4, 1988
Secţia III
ELECTROTEHNICĂ. ENERGETICĂ. ELECTRONICĂ. AUTOMATIZĂRI

RECENZII

BOOK REVIEWS РЕЦЕНЗИИ

GARDIOL F., *Electromagnétisme*. Dunod, Paris et Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1987, XII + 252 pp.

Ce volume est le troisième dans une série de traités d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique publié sous la direction de Jacques Neirynck et sous l'égide de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne.

Le traité considère le modèle de Maxwell du champ électromagnétique. Les équations de Maxwell sont présentées comme des postulats fondamentaux. Les différentes méthodes de résoudre ces équations (analytiques, numériques, analogiques, graphiques) sont présentées et des critères de choix entre celles-ci sont établis.

Le premier chapitre présente les notions fondamentales (les équations de Maxwell, les conditions aux limites). Les trois chapitres suivants présentent les équations des systèmes statiques et les différentes méthodes permettant de les resoudre (la méthode de séparation de variables, la méthode des transformations conformes, la méthode des différences finies, la méthode des éléments finis, la méthode des images). On a abordé l'effet de variation lente des courants et les inductances propre et mutuelle sont définies. Les chapitres suivants sont consacrés à l'étude des signaux variables en fonction de temps. La représentation symbolique complexe est définie pour l'étude du régime sinusoïdal permanent. La propagation des ondes planes dans l'espace, le rayonnement des antennes (ondes sphériques) et l'étude des lignes de transmission constituent l'objet des derniers chapitres.

Chaque chapitre présente aussi des exercises pour illustrer les méthodes de calcul du champ électrique ou magnétique.

Le traité présente d'une manière synthétique la théorie du champ électromagnétique et souvent réalise de nouvelles connexions entre ses notions fondamentales. Il constitue un bon instrument de travail pour les étudiants en électricité et en électronique et pour les ingénieurs aussi.

Camelia Petrescu

STEELE CH., *Numerical Computation of Electric and Magnetic Fields*. Van Nostrand Reinhold Co. Inc., New York, 1987, 223 pp.

This book presents the two most largely used methods in the numerical computation of the electric and magnetic fields : the finite element method and the integral equation method. It covers the static and quasi-static field problems in media that generally vary in permittivity, permeability and conductivity and are motionless with respect to the observer.

The first chapter gives a survey of the most important laws of electromagnetism ; the second one reveals the field problem definition. In a subsequent chapter a theory of the linear spaces used in field computations is presented, with emphasis on the functions to be used in approximating the solution of the field problem. The two methods of fields numerically computing are shown to be projection methods and algorithms are given in order to find the orthogonal projection which minimizes the error in the solution. Distinction is being made between the interior and the exterior field problems, each case

being treated both by the finite element and by the integral equation method.

The author points out the steps to be taken in solving the field problem using the two methods and some general algorithms are presented. The last chapter present two particular cases of fields problem: the static magnetic problem and the eddy current problem.

The book has a high scientific level; it presents in a clear manner the information needed by the newcomer to the field to select and develop his own algorithms being a useful guide to all those interested in the numerical computation of the electric and magnetic fields.

Camelia Petrescu

CHUA O LEON, DESOER A. CHARLES, KUH S. ERNEST, *Linear and Nonlinear Circuits*. Mc-Graw Hill Book Company, New York — Hamburg, 1987, XVII + + 842 pp.

This book is one volume in the Mc-Graw Hill Electrical and Electronic Engineering Series and have been writen by well-known authorities in the area of Linear and Nonlinear Circuits. The authors assert that the purpose of this text is to provide comprehensive, up-to-date, and authoritative information on circuit structures proven in practice. The reviewed book, a systematic introduction theory, is intended for professional engineers doing research in circuits, communications and control.

Chapter 1 represents an introduction to electric circuits, models, and circuit elements; it also give Kirchhoff's laws and Tellegen's theorem. Chapter 2 covers two-terminal resistors topic. Extensive delais are given on the DC operating points and on the small-signal analysis.

The discussion of multiterminal resistors follows in Chapter 3. Chapter 4 deals with operational-amplifier circuits. The following chapter, regarding the general resistive circuits, is also very well written. Tableau analysis is used to greatly simplify the proof of network theorems in linear/nonlinear circuits.

Chapter 6 deals with first-order circuits, the so called „dynamic circuits". The chapter 7 include the aspects of both linear and nonlinear second-order circuits. More space have been allocated for three fundamental concepts of equillibrium state, trajectory, and phase portrait.

Chapter 8 presents a discussion about general dynamic circuits. Chapter 9 deals with sinusoidal steady-state analysis. Chapter 10 discusses all the important linear time-invariant circuits techniques. Chapter 11 is concerned with network functions and stability.

Circuit topology and general circuit analysis are discussed in Chapter 12. Two-ports, multiports and reciprocity have been included in Chapter 13. The final Chapter, the 14th, provides designing of a circuit having a prescribed specification and analyzing the sensitivity of the resulting circuit to variations in circuit parameters.

In the opinion of thes reviewer, this text is a fundamental introductory book in circuit theory.

This book can be used as an excellent background for further education in any electronic circuits, CAD, communications, control, and power.

Adrian Adăscăliței

BELLANGER M., PARKER T. S., CHUA L. O., DEWILDE P., GENIN Y., *Advances in Modern Circuit Theory and Design*. Paris and North-Holland, Amsterdam, 1987, 234 pp.

This book is a unique blend of four courses of the currently research areas in Circuit Theory and Design. The authors have succeeded in their stated intention of creating a reference work for the engineering professional and a text for senior—level electrical engineering students. Their efforts reflect a wealth or practical and modern experience in circuit theory and design.

The book is separated into four parts: *Adaptive Digital Filtering; Steady-state Behaviour of Nonlinear Circuits and Systems; Computer Aided Circuit Design;* and *An Introduction to the Modern Theory of Positive Functions and some of its Today Applications to Signal Processing Circuits and Systems Problems.*

The textbook style enhances the material's presentation in a logical and motivated fashion which makes it a useful introduction to both concepts and methodology for readers.

In the first part, the techniques used in adaptive digital filtering and their principles, algorithms and applications are defined. The author, M. Bellanger, fully covers all familiar topics: gradient based filtres, transversal filters based on fast least squares algorithms, and filters in lattice structures.

The second part provides a more sensitive vision of nonlinear problems and presents several practical techniques: the Poincaré map, Lyapunov exponents, capacity, information dimension, correlation dimension, Lyapunov dimension, and the reconstruction of attractors from a single time series. The authors, Th. S. Parker and L. O. Chua, offer a nonlinear system simulation toolkit-INSITE.

Part three is concerned with some topics in Computer Aided Circuit Design (of VLSI Circuits). The author, P. Dewilde, give an overview of the field and considers following methodology problems: synthesis, hierarchical verification trajectory, data management gearld toward reduction of the complexity, the use of intelligent data-handling.

Part four is devoted to the Modern Theory of Positive Functions. The author, Y. Genin, consider the basic ideas and concepts underlying the theory rather than its more advanced developments and methods.

This book is a valuable addition to the Circuit Theory literature.

Adrian Adăscăliței

BOCTOR A., *Electric Circuit Analysis.* Prentice Hall, Inc., London, a division of Simon Shuster Englewod Cliffs, New Jersey, 847 pp.

This book covers the material that would be found in a typical course on electric circuit analysis. Nearly half of the book is devoted to linear resistive networks and the other half to linear simple ac circuits, but there are chapters on basic electrical measurement instruments, three-phase circuits, computer aided-circuit analysis using SPICE.

The aim of the book is to lay the foundation for the methodologies of circuit analysis through a clear understanding of the basic concepts. The order of presentation of the material is very logical.

The book begins with a good chapter introducing the basic quantities that will be encontred in studying electric circuits. This first chapter sets the tone of the book: well written, intelligent and clear. In chapters two, three and five are developed analysis techniques for simple circuits made of resistors and dc sources, begining with Ohm's law, Kirchhoff's laws and completed with Loop Analysis Method and Node Voltage Analysis Method who are more general and can be applied to any type of network.

Chapter seven who contents basic electrical measurement instruments is better, in topic, after chapter eleven. The capacitance and inductance are defined in terms of the electric and magnetic field phenomena in chapters eight, nine and ten.

The other half of the book is devoted to topics on the analysis of ac circuits, for simples to more complicated ones, to treatment of power in ac circuits, to resonance phenomene (chapters eleven, twelve, thirteen, fourteen). Specialized circuits transformers and three-phase circuits are presented in chapters seventeen and eighteen. The nineteen chapter examines how to prepare and describe an electric network to the computer using the SPICE program, one of the most general and powerful circuit analysis program.

The material of the book is very well ilustrated with practical worked examples. There are numerous drawings, photographs and programs.

Overall, this is an excelent book. S. A. Boctor has produced a very useful, practical informative book, wich reflects his wide practical and teaching experience.

Iustina Zaharia

AMSTUTZ P., GERBER R., HENAFF J., NEIRYNCK J. (Ed.), *Circuit Theory and Design — Proceedings of the 1987 European Conference in Circuit Theory and Design (ECCTD '87).* Vol. 1 and 2, Centre National d'Etudes des Télécommunications, Paris, and North-Holland, Amsterdam, 1987, 906 pp.

These two volumes contains (in a photo reproduced manner) over 150 papers presented at the ECCTD '87 — PARIS. Mentioned in this book are : adaptive filtering, nonlinear circuits, analysis methods for SC networks, large scale circuit simulation, signal processing, passive networks, broadband matching, digital signal processing, chaotic phenomena in nonlinear circuits, *RC*-active and integrated continuous-time MOS filters, integrated circuit synthesis, digital filtering, analog circuits, CAD tools, synthesis of SC networks, general circuit theory, artificial intelligence in circuits and systems, filters, SC networks, multirate integration algorithms, *RC* active networks, silicon compilers.

The conference papers can be classified in two categories. The first consists of invited papers in which proeminent scientists and engineers give a survey of the state of the art in : circuit simulation (VLSI), adaptive filtering, nonlinear nonreciprocal circuits, broadband matching, chaotic phenomena in nonlinear circuits, *RC* MOS filters, synthesis of SC networks, artificial intelligence in circuits and systems, and multirate integration algorithms. The second is a full-fledged scientific program with recent research results in modern circuit theory and applications.

The authors are world renowned in their respective fields. The reviewer found the papers useful for their clarity and updated presentation. These volumes are highly useful in institutional library, industrial or academic. The ECCTD '87 — Proceedings are an important repository of theoretical and advancements in circuit analysis, design, and signal processing.

Adrian Adăscăliţei

BOYLESTAD ROBERT, NASHELSKY LOUIS, *Electronic Devices and Circuit Theory.* Prentice Hall Int., London, 1987, 803 pp.

This book, at its fourth edition at Prentice Hall International Inc., proves by itself to be a valuable tool for students and all other interested in the fundamentals of the electronics. The authors have done a great and successful work to re-organize and modernize the content of the book in order to facilitate a correct and profound understanding of the electronic devices' operation principles and their basic applications and, in the same time, to present the modern technologies and the latest achievements in the domain.

The book is organized in 18 chapters dealing with semiconductor diodes, bi- and unipolar transistors, *pnpn* devices, integrated circuits, small- and large-signal amplifiers, operational amplifiers. feedback amplifiers, and oscillator circuits. A very special attention is devoted to the presentation of the basic operation principles of the *p-n* junction, BJT and FET, as well as, to their circuit modelling. Following a long time experience of the authors with several generations of students the transistor's dc biasing and its small-signal analysis were dealt with in separate chapters in order to avoid any possible confusion.

Every chapter ends with a set of practical exercises, carefully chosen to cover its main points. There are also presented computer worked solutions ; the examples are quite simple, but it is underlined in this way the great usefulness of a computer for the electronic circuits' analysis and design.

The three appendices of the book present the conversion equations of the BJT's hybrid parameters, the ripple factor and voltage calculation in the rectifying circuits, and some other charts and tables frequently used in the electronic engineering.

The presentation style and the ordering of the material prove the authors' exceptional pedagogical gift, their unique knowledge in underlining the significant results and relations.

The book is used and recommended to be used as a two semester course for students having the basic knowledge in the dc and ac circuit analysis, but the exposition clarity, the good organisation of a, otherwise, vast material, and the numerous practical examples and exercises make it a very useful and valuable source of information in the fundamentals and the basic applications of the electronic devices.

I. Bogdan

MARKOWICH A. PETER, *The Stationary Semiconductor Device Equations.* Springer-Verlag, New York, Wien, 1986, 193 pp.

The purpose of this book is to present and analyse the static device semiconductor problem from an applied mathematician's point of view. First, from physical principles, the device equations are derived, then the mathematical analysis is presented. The solution obtained by discretisation is discussed and selected device simulation runs are presented. Each chapter is designed to be self-contained and the readers not interested in mathematical methodolgy and rigor can extract the desired information ignoring the proofs of theorems. At the begining of each chapter references are made to textbooks which introduce the interested reader to the required mathematical concepts. After a brief introduction; chapter two *(Mathematical Modeling of Semiconductor Devices)*, particularly devoted to mathematicians, is concerned with the derivation of the mathematical formulation of the device problem from basic physical principles and with the modeling of physical parameters. Chapter three *(Analysis of the Basic Stationary Semiconductor Devices Equations)* presents existence, regularity, uniqueness and continuous-dependence-on-data results for the basic semiconductor device equations in the stationary case. The analysis heavily rely on the modern abstract theory of elliptic differential equations and on functional analysis. Chapter four *(Singular Perturbation Analysis of the Stationary Semiconductor Device Problem)* presents an approach to the analysis of the qualitative and quantitative structure of solutions of the stationary basic semiconductor device equations. The approach is entirely based on singular perturbation theory. In chapter five *(Discretisation of the Stationary Device Problem)* it is derived and analysed the discretisation of the stationary device problem .Chapter six presents numerical result from a two-dimensional simulation of a silicon MOS-transistor.

This book will provide device modelers with an overview of mathematical results and discretisation techniques in order to design more efficient simulation programs and to interpret simulation results profoundly.

I. C. Teşu

SCHWARZ A. F., *Computer-Aided Design of Microelectronic Circuits and Systems : Fundamentals, Methods and Tools.* Vol. **1**, *General Introduction and Analog Circuits Aspects,* Academic Press/Harcourt Brace Jovanvich ; London-Orlando, 1987, XXXVI + 694 pp.

This book is one of the fundamental up-to-date reference book in CAD of Microelectronic Circuits and Systems. The text provides a survey of basic technology and techniques using in the design of complex chips.

Fundamentals of analog-/logic-circuit analysis and design in the context of hierarchy of a complex logic system are covered in Chapter 1 of this text *(General Introduction).* The Chapter 2 deals with computational aspects of *Circuit and System Design.* This part of the text is devoted to the digital computer as a tool for circuit/system design. This is followed by the discussion of : data structures, numerical analysis, automata theory, computational complexity, software/hardware considerations.

Analysis of linear analog circuits, including : nodal methods, state-variable approach, poles and zeros of networks functions, time and frequency domain, spe-

cial methods and electrical filters, is discussed in Chapter 3. Chapter 4 is devoted to analysis of non-linear analog circuits. Coverage of : circuit simulation, DC analysis, nodal methods of circuit analysis in the time domain, is combined with : alternative methods of circuit analysis in the time domain, the table approach to circuit analysis, analysis of large-scale circuits. macrosimulation, piecewise-linear circuit analysis and multiple solutions.

Chapter 5 provides the reader with an imaginative link of network sensitivity to the tolerance analysis. This chapter describes : sensitivity in circuit design, multiparameter sensitivity and sensitivity invariants, the bi-linear theorem and its applications, sensitivity analysis (direct methods, auxiliary networks, time domain), and the adjoint-network approach. Chapter 6 discusses optimization in circuit design and is more as introduction to a few essential types : unconstrained optimization using or non-using derivatives, constrained and discrete optimization, optimization of electrical filters, and tolerance design of electronic circuits.

The final chapter, the 7th, introduces transistor modelling and their application to circuit analysis, device and process modelling, and macromodelling principles. This chapter explains : large-/small-signal models of bipolar transistor, field-effect transistor and MOSFET modelling.

The book offers a coherent, clear coverage of CADCAS. The level and context of the text is suitable for advanced students and professional engineers with an undergraduate education in Electrical Engineering or Computer Science. This text by A. F. Schwarz from Delft University, Holland, is an exemple of coexistence of several valuable features in one book : highly technical contents, accompanied by an excellently organized and educationally sound format of presentation.

Adrian Adăscăliţei

CUTBERT R. THOMAS Jr., *Optimization using Personal Computers with Applications to Electrical Networks*, J. Wiley and Sons, Wiley-Interscience, Chichester — New York, 1987, XVI + 474 pp.

Computer-Aided Design of Electronic Circuits has seen a rapid development since the mid-1960s, and there are many textbooks which cover the theoretical aspects of the subject. The availability of personal/professional computers (PCs) at moderate prices has encouraged the use of PCs for circuit simulation and design by both computer novices and professionals. Users of PCs carry out tasks using a variety of tools : programs, packages, libraries, utilities and parts of the operating system. Here is a book which develops some of the productive and interesting circuit design techniques, some very old and others quite recent.

The contents of this book are up-to-date. Its six chapters provide many of the currently available results concerning practical optimization („nonlinear programming") using PCs.

Chapter 1 provides an overview of the major problems associated with optimization such as : formulation of the number representation, numerical stability, illconditioning, and termination. In Chapter 2 the essential background in linear and nonlinear matrix algebra for optimization are described. General-purpose BASIC program called MATRIX for conveniently performing vector and matrix operations is described. Chapter 3 concerns linear and nonlinear functions of many variables. LU and LDL^T factorization methods for solve square linear systems are furnished.

Chapter 4 deals with the mathematics and algorithms for both discrete Newton and Galss-Newton optimization. Programs NEWTON and LEASTP are furnished. Chapter 5 presents quasi-Newton methods. Program QNEWT is discussed for the availability of exact first partial derivatives. Chapter 6 combines the most effective optimization method (Gauss-Newton) and nonlinear penalty constraints. The program TWEAKNET is examined.

The three appendices are very valuable. In the first for these test matrices are considered. The scond and the third appendices give test problems and program listings (33 BASIC computer programs for IBM PC and compatible). This book reflects the wide experience of the author in the practical implementation of PCs to many kinds of circuit design procedures.

Adrian Adăscăliţei

GARIOL F., *Hyperpréquences*, Dunod, Paris et Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1987, 432 pp.

Ce volume se situe à la frontière supérieure, dans le domaine des fréquences, d'un Traité d'Électricité. Il considère en effet des signaux radioélectriques à variation extrêmement rapide, dont les périodes sont situées entre les picosecondes et les nanosecondes. Dans ce domaine les théories fondamentales font appel à des notions mathématiques tres spécialisées alors que beaucoup d'applications pratiques restent empiriques. Ce livre se propose donc d'offrir une vue d'ensemble qui conduit le lecteur de la théorie à la réalisation.

Le premier chapitre décrit brièvement le contexte des hyperfréquences (bandes de fréquences utilisées, périodes, longueurs d'ondes). Les équations de Maxwell en notation complexe sont présentées, ainsi que les conditions aux limites.

L'étude des ondes guidées par des structures uniformes fait l'objet du deuxième chapitre.

La fonction d'un circuit résonant est assurée en hyperfréquences par des cavités ou résonnateurs. Le chapitre trois considère d'abord une cavité fermée, puis détermine le schéma équivalent et la réponse en fréquence d'une cavité couplée.

La génération et l'amplification des signaux hyperfréquences font usage des interactions entre un champ élctromagnétique et des particules chargées. La présentation de ces phénomènes fort complexes ne peut être ici que descriptive, donnant un aperçu des principes de fonctionnement. Le chapitre quatre décrit ainsi les principaux tubes et semiconducteurs utilisés pour produire ou amplifier un signal hyperfréquences.

Les principaux procédés de mesure sont présentés dans le cinquième chapitre, qui décrit également les sources d'erreurs les plus significatives.

Les principales contraintes imposées par la linéarité, la réciprocité, la symétrie, la conservation d'énergie, à la matrice de répartition, sont décrites dans le chapitre six. Un catalogue des composants le plus souvent rencontrés en hyperfréquences complète ce chapitre.

Les méthodes utilisées pour mesurer le transfert et la réflexion des signaux par les composants font l'objet du septième chapitre.

L'ouvrage se termine par une description des principales applications actuelles des hyperfréquences : le radar, les télécommunications, les applications industrielles et domestiques de chauffage, de mesure et de contrôle, les applications médicales et les effets biologiques.

La conception de cet ouvrage permet de le recommander aussi bien comme texte de cours que comme source de référence.

Irinel Casian

NASH C. JOHN, WALKER-SMITH MARY, *Nonlinear Parameter Estimation. An Integrated System in BASIC*. Marcel Dekker, Inc., N.Y., 1987, 493 pp.

This book is an attempt to provide a software collections for the estimation of nonlinear parameters in mathematical models which arise in diverse scientific disciplines. Although the mathematical detail is avoided, enough background to the methods is provided to allow for at least an intuitive understanding of their working.

The main purpose is to provide researchers in various areas with an approach and with software tools to solve nonlinear estimation problems using small computers. Since most personal computers come equiped with a BASIC interpreter all programs are written in BASIC. Solving the parameter estimation tasks in an interpretive environment offers significant advantages like the ability to quickly modify programs or to print variables and array elements. However — and even the authors recognise the fact — using a structured language (for instance PASCAL) might offer other significant advantages like portability, speed, modularity.

The authors succeed in accomplishing their four main goals which are: a) to give an approach for nonlinear parameter estimation solving via the minimization of loss functions: b) to present the software tools to carry out the

estimation tasks, the tools being BASIC subprograms which minimize nonlinear functions (general or specialized sums of squares), which may or may not require derivative information to be provided by the user ; c) to present rudiments of the software „glue" to integrate the tools above into easily used systems for solving estimation problems (extra programs are included to aid user in related tasks like bound constraints on parameters, two-dimensional data plotting, post-estimation analysis) ; d) to document both the methods and the software in an unified and consistent way. The last goal is difficult to accomplish since BASIC uses only global variables and array names. In this particular aspect one can find the weakness of the BASIC approach in contrast to a PASCAL one (PASCAL procedures accept local variables).

Since no one piece of software is likely to satisfy all the requirements, the authors choose to offer a number of software building blocks which can be quickly assembled to solve a wide variety of problems. A great deal of effort was spent in order to write programs easy transportable in different computer environments. On the disk accompanying the book one can find BASIC source code for the popular IBM PC. Practically all the major methods in the domain are presented : direct search methods (Hooke and Jeeves, Nelder polytope), conjugate gradient methods (including Truncated Newton Method and Variable Metric Method), least squares methods. To make the reader's task easier the last chapters illustrate the use of the software and ideas presented so far.

In conclusion, a very useful book which offers practical, valuable tools for real-world nonlinear parameter estimation problem solving.

Al. Lăzescu

ANTOGNETTI P., MASSOBRIO G., (Eds.), *Semiconductor Device Modelling with SPICE*. McGraw-Hill Book Company, New York — Hamburg, 1988, XII + 389 pp.

This book is an excellent reference guide for the electronic designer (VLSI or PCB). His presentation format and language style make this text easily understoood by many practicing engineers as well as university students.

Chapter 1 discusses PN-Junction Diode and Schottky Diode. Chapter 2 dives right into bipolar junction transistor (BJT). Chapter 3 is the logical follow-on to junction field-effect transistor (EFET). Chapter 4 discusses MOS transistor. Chapters 5 and 6 take a step back into BJT and MOS parameters measurements. Chapter 7 is a comprehensive introduction to the many different aspect of noise and distortion. Chapter 8 discusses SPICE program. Appendix A is concerned with the two-terminal PN structure, while Appendix B deals with the two-terminal MOS structure.

This book is a very good practical text, which put things together from different source (bibliographical), with different notations, in order to efficiently use SPICE (or an analogic simulator).

In the opinion of the reviewer, the well-written book is a very nice and worth-while addition to the literature on SPICE-circuit simulator program.

Adrian Adăscăliţei

RABALLAND CLAUDE, *Circuits Electroniques*. École Nationale Supérieure d'Électronique et de Radioélectricité, Bordeaux, avec la participation de l'Union des Professeurs des Spéciales Conférences des Grandes Écoles, Technique et Documentation, Lavoisier, Paris, 1987, XIV + 387 pp.

Le livre publié par le professeur Claude Raballand repésente une étude théorique et expérimentale des propriétés des circuits électroniques, assistés par ordinateurs.

Le livre est accompagné par un ensemble de quatorze logiciels écrits en TURBO — PASCAL 111 et compilés en code — objet sur deux disquettes 5 pouces 1/4. Ils sont exécutables sur tout ordinateur compatible IBM PC, équipé de la carte gra-

phique standard IBM 640 × 200 points et géré par le système d'exploitation MS DOS.

La conception du livre est basée sur deux lignes directrices. La première est de mettre à la disposition du professeur et de ses élèves, des logiciels effectivement utilisables en classe, pour développer des études théoriques et expérimentales des circuits analogiques et, en particulier, celles de l'amplificateur opérationnel intégré dans des circuits types de base (circuits passe-bas, passe-haut, passe-bande, de premier et de second ordre). Chaque fiche de travail par logiciels permet, à l'utilisateur, de réaliser une séance complète de travaux dirigés ou de travaux pratiques. Souvent des listings sont mis à disposition.

La conception du livre est basée sur deux lignes directrices. La première est proposer à l'élève utilisateur un montage tout préparé, avec des valeurs des composants prédéterminées, on demande à celui-ci de calculer les valeurs de ces composants, pour obtenir les caractéristiques désirées (gain bande passante, marges de gain et de phase, stabilité, ...). L'élève peut essayer différents valeurs disponibles du point de vue physique pour les composants, jusqu'à ce que les diagrammes tracées par l'ordinateur (en évitant les tracées des diagrammes de Bode, par exemple, à main, qui nécessitent des opérations longues et fastidieuses) approchent, le mieux possible, les caractéristiques désirées. Puis l'élève peut mettre en oeuvre expérimentalement le circuit calculé.

En conclusion, l'ouvrage est justement ce qu'une méthode pédagogique moderne exige ; il s'avère nécessaire à être consulté, sinon abordé, en tant qup guide pour lex travaux de laboratoire avec les étudiants.

Emanuel Savin

OLSEN H. GEORGE, *Electronics and Electronic Systems.* Butterworths, London, 1987, 406 pp.

Today, Electronics is deemed to play a very important role both in the production sphere of material goods and in other fields of activity. Electronics is now actively involved in all spheres of activity. Implicitly, on the one hand the electronic engineer is present in more and more fields of activity and on the other hand specialists working in other fields have to acquire more and more knowledge on electronics.

Electronics and Electronic Systems by George H. Ölsen may be considered a valuable book for the beginners' first contact with electronics.

The paper covers a very large sphere starting with the circuit theory, then describing the construction and the parameters of the passive and active electronic components, transistor and diode circuits, analogue integrated circuits, digital integrated circuits and ending with VLSI logical circuits. Obviously, because the field vastness, the details are not concerned with. The physical description is prefered after which conclusions are drawn. The book is written in an easily accesible language. The mathematic relations are rarely used, but schemes and figures are often presented. Every chapter ends with 5 upto 10 problems proposed for readers' solving, aiming to consolidate the knowledge of the respectiv chapter.

The book is conceived in three parts : I. Passive Components and Circuit Theory ; II. Analogue Electronics ; III. Digital Electronics.

The first part defines both the passive components (resistor, capacitor and inductor) and the main theorems and laws employed in the circuit analysis (Kirchhoff's laws ; Superposition theorem ; Thévenin's and Norton's theorems). The *RLC* circuit behaviour analysis in sinusoidal and non-sinusoidal regime is more detailed. The direct solving of the integral-differential equations and operational method using Laplace transforms are described.

The second part, *Analogue Electronics*, is more detailed and it starts presenting electronic devices as : diodes, thyristors, triac, diac, transistors (bipolar. J-Fet, Mos-Fet). The physical aspect of their behaviour is stressed on. It follows two chapters : *Diode Applications* and *Transistor Amplifiers*, where some classical discrete circuit applications are analysed. In the chapter designed to the analogue integrated circuits, their constructions and applications are presented. They emphasises on operational amplifier active filters making up. This part ends with a chapter dedicated to *RC* and *LC* oscillators. The second part analyses the main

electronic circuit functioning and it offers a rigorous approach without stressing on the mathematical relations.

The third part is dedicated to the logic circuits. Boolean algebra elements, elementary digital circuits, main digital circuit families, combinational and sequential logic circuit applications are presented here. A sufficiently enough room is preserved for D/A and A/D converters. The chapter ends by a brief presentation of the main memory circuit types.

As a conclusion *Electronics and Electronic Systems* is an excellent electronics book covering a vast field ; it is an easy reading and understanting paper dedicated especially for those who are the first in touch with the present problems of electronics.

Mihaela Cleju
Irinel Casian

* * * *Dynamical Chaos.* Proceedings of a Royal Society Discussion Meeting held on 4 and 5 Feburary 1987, The Royal Society, London, 1987, 199 pp.

The volume is a collection of fourteen papers on one of the most exciting areas of mathematics : chaos and strange attractors. It is the question of how deterministic systems can exhibit random behaviour. The range of topics is wide. In mathematics there are accounts of ways in which the characteristics of chaotic systems can be inferred from time series, simple geometrical models exhibiting chaos based on number theory and renormalization transformations. In biology there are applications to normal and anomalous heart rhytms and to population dynamics. Several papers deal with turbulence. In physics there are applications to the mechanics of the Solar Systems. magnetic confinement of particles and the quantum theory of molecules.

Savel Mitrea

FRANKE D., *Systeme mit örtlich verteilten Parametern ; eine Einführung in die Modellbidung, Analyse und Regelung.* Springer Verlag, Berlin, Heidelberg, New York, London, Paris, Tokyo, 1987, XII + 323 $.

Das Verhalten der dynamischen Systeme, in denen Transport-, Ausgleichvorgänge oder Wellenausbreitung auftreten, wird durch partielle Differentialgleichungen beschrieben, wobei neben der Zeitkoordinate auch die Ortskoordinaten als unabhängige Variable erscheinen. Dadurch ist die Theorie der Systeme mit örtlich verteilten Parametern ein Teilgebiet der Mathematik, in dem abstrakte Begriffsbildungen und Methoden der Funktionalanalysis vorherrschen. Andererseits begegnet der Ingenieur derartigen Systemen in wesentlichen bei der Regelung der thermischen Prozesse (in der Stahlindustrie oder im Chemie-Ingenieurwesen), aber auch bei der Regelung in ausgedehnten Gasnetzen und elektrischen Energieversorgungsnetzen, für die er wirksame Entwurfsmethoden braucht.

Dieses Buch gehört zu einer Veröffentlichungsserie, in der überwiegend Vorlesungsstoff zusammengetragen wird, unter dem Sammeltitel „Hochschultext". Es ist in der Sprache des Ingenieurs geschrieben und es gelingt dazu beizutragen, eine Brücke von der mathematischen Theorie zur klassischen Regelungstechnik zu schlagen. Die Breite des dargestellten Gebiets in dem der Verfasser mit vielen wissenschaftlichen Beiträgen seit etwa 20 Jahren bekannt ist, kann man gut den Kapitelüberschrift entnehmen : 1. Einführung ; 2. Mathematische Modelle für Systeme mit verteilten Parametern (mit einer Erklärung der physikalischen Bedeutung der Randwertbedingungen, u. Bem.) ; 3. Grundstrukturen für die Regelung von Systemen mit verteilten Parametern ; 4. Bestimmung des statischen Zustands ; 5. Linearisierung nichtlinearer Systeme mit verteilten Parametern ; 6. Das dynamische Übertragunsverhalten linearer Systeme mit verteilten Parametern (eine Darstellung mit Hilfe der Laplace-Transformation u. Bem.) ; 7. Reglerentwurf im Frequenzbereich (für Eingrössen- und Mehrgrössenregelungen, u. Bem.) ; 8. Reglerentwurf im Zeitbereich (durch Polvorgabe und mit der Direkten Methode von Ljapunow, u. Bem.) ; 9. Technische Realisierung einer Regelung für einen Mehrzonen — Durchlaufofen (ein von der Deutschen Forschungsgemeinschaft ge-

fördetes Projekt zur Regelung von Energie- und Stofftransportvorgängen mit verstellbarem Durchsatz, u. Bem.). Der Inhalt und die Art der Behandlung spiegeln die Meinung des Verfassers wieder, dass der (halb)analytische Weg (also eine vorsichtige Neigung zu frühzeitigem Einsatz des Computers !) nicht nur mit vertiefter Einsicht in die Problemstruktur belohnt wird, sondern eine adäquate Problemlösung oft erst ermöglicht. Das Buch ist anwendungsorientiert (zahlreiche textbegleitende Beispiele fördern die Anschauung des Lesers) und wendet sich an Studenten im zweiten Studienabschnitt und Diplomanden sowie an Wissenschaftler und Ingenieure in Forschung, Entwicklung und Produktion, die für die praktische Anwendung der Modellbildung, Analyse und Regelung der Systeme mit örtlich verteilten Parametern interessiert sind.

M. Voicu

BUCHANAN C. RELVA (Ed.), *Ceramic Materials for Electronics Processing, Properties and Applications.* Marcel Dekker, Inc., New York and Basel, 1986, 481 pp.

This book deals with the specific phenomena, the properties and the applications of a modern material category, i.e. ceramic materials.

The book is formed by eight chapters, each being elaborated by a different area specialist and it explores in depth a particularly wide range of problems from the ceramic insulators to the highly conductive ceramics. All the chapters give a detailed attention to the basic theoretical concepts, the processing and the specific properties of the ceramic category raised for discussion, the influence of composition modification as well as the component and device possibilities and applications. All the sections of this book are very well referenced in the different topical areas and the material is presented in such a way as to heighten awareness and understanding of electronic ceramic materials and their properties.

The opening chapters (1...4) bring new information in some basic fields of the theory and applications of ceramics as insulators, dielectric capacitor materials, piezoelectric and electrooptic effects or ferrite (magnetic) ceramic materials. Chapters 5...7 cover new applications in nowadays technology by exploring at a high scientific level ceramic sensors (processing, properties and use characteristics), ZnO varistors, multilayer ceramic technology. Chapter 8 considers conducting ceramics and presents an in-depth discussion of defect structure and conduction mechanismus ; we are therefore sure that this book, when republished, will offer to those interested a special section on ceramics as superconductors materials.

This book is addressed through its up-to-date and varied material to everyone working in electronics and it can be considered as a valuable reference for those who wish new information in electronic materials.

Traian Balan

SINHA P. K., *Electromagnetic Suspension ; Dynamics and Control.* Peter Peregrinus Ltd., London, 1987, 290 pp.

A great number of papers have been published since late sixties in this intriguing and fascinating field. Books to present systematically the great amount of material are welcome. Although not exhaustive, the study represents a valuable contribution to the dissemination of information in the field. The fact that the author works in an educational institution contributes to the clarity of exposition.

The study deals with techniques, control, measurement, dynamics and design of magnetically levitated systems. The material is organized in the following eight chapters and three appendices : 1. Introduction ; 2. Superconducting System ; 3. Ferromagnetic Suspension ; 4. Suspension Stability ; 5. Ride Control ; 6. Magnet Characteristics ; 7. Design Considerations ; 8. Review of Current Research ; Appendix A. Air-cushion Vehicles ; Appendix B1. Position Transducers ; Appendix B2. Accelerometers ; Appendix C. Main Design Specifications of Currently Operating Systems.

One may see from the above that the emphasis is on the electromagnetically levitated vehicles. Both the readers more advanced in the field and the beginers can find valuable information in the book. Prototype vehicles can be constructed by using the theories presented in this monograph.

Savel Mitrea

* * * *International Conference on Maglev and Linear Drives*, May 14—16. 1986, I.E.E.E. Vancouver, B.C., Canada, I.E.E.E. Press, New York, 267 pp.

The volume is a collection of thirty five papers divided into four sessions having the following headings : Status Report and Application Studies ; Maglev : Test Results and Dynamics ; Linear Electric Drives ; Maglev : Developments and Prospects. The matter contained in the volume, whereas reflecting the present status of magnetically levitated vehicles, establishes, implicitly, directions for future investigations. The ammount of information in the field one can get out of this compact publication is impressive as compared to that obtainable from other, more general, publications. The papers presented are valuable both to the readers interested in the theoretical aspects of magnetic levitation and to those interested in the applications. Economical aspects associated with this technology are dealt with as well.

Savel Mitrea

* * * *International Conference on Maglev and Linear Drives*, May 19—21, 1987, I.E.E.E., Las Vegas, I.E.E.E. Press, New York, 245 pp.

Out of the thirty two papers presented at the Conference, fourteen papers deal with strictly technical aspects of magnetic levitation. The remaining papers are devoted mainly to various aspects concerning the turning into account of the new technology. An entire session (eight papers) is devoted to TRANSRAPID Maglev System, that seems to be one of the most advanced as far as the application side is concerned. It is apparent that intensive studies in this respect are conducted in Japan ; a great number of the authors are from this country. Readers having most various interests in the field can find valuable information in the volume. New aspects concerning magnetic levitation on linear drives are presented.

Savel Mitrea

TSUI F. FRANK, *LSI/VLSI Testability*. Mc Graw-Hill Book Co., New York — Hambug, 1986, 702 pp.

The author uses the first chapter *(Introduction)* to justify most competently the importance, the cost, the phases and the quality of testing.

After an exposure regarding the digital circuits (classified as „logic" and „memory" chips) and analogical circuits, chapter two *(Conventional Test Methods)* presents the general configuration of the considered circuit, which the author has named OtbT (Object-to-be-Tested). The paragraph 2.3 describes the main features of an ATE (Automatic Test Equipment) including the interfacing between OtbT and the testing equipment.

The third chapter *(Problems in Testing)* deals with the difficulties in conventional testing (uncertainties in test-parameter conformity, limitations in tester technologies and test methods, and uncertainty in timing synchronisation across the test-interface).

Analysing these dificulties, the author takes into account new concepts as : design for testability (Ch. 4), latch-scanning arrangements-LSA (Ch. 5), switching of input/output ports (Ch. 6), internal pattern generation and response compaction (Ch. 7), isolation and self-sufficiency (Ch. 8).

Three appendixes help the reader : *Latches, Multiplexers and Demultiplexers* (A), *Timing Considerations for Latch and LSA Operations* (B) and *Operation of Patfern Generators* (C).

The most important problems of the large and very large scale integrated circuits (LSI/VLSI) are presented in about 700 pages, backed up by a huge bibliography (almost 900 titles).

This book proves itself to be extremely useful for the designers and the constructors of LSI/VLSI of other more complex logical systems.

Al. Valachi

EINSPRUCH G. NORMAN (Ed.), *VLSI Handbook*. Academic Press Inc., Orlando, Florida ; London, 1985, XXVI + 902 pp.

This handbook, written by a panel of experts, is intended to present the state of the art in the field of VLSI circuits, regarding both the technology and the applications. As stated by the editor in the Preface, the aim of the volume is to provide a comprehensive compilation of data and to offer readily available answers to specifically defined questions.

The volume is structeured on chapters dealing with materials for VLSI circuits, manufacturing processes, specific VLSI circuits, design of the circuits (including CAD), and systems applications.

The content of the handbook is as follows : 1. Factors Contributing to Increased VLSI Circuit Density ; 2. Fundamental Principles of very Large Scale Integrated Circuit Design ; 3. Design Automation for Integrated Circuits ; 4. Computer Tools for Integrated Circuit Design ; 5. VLSI to go : the Silicon Foundry ; 6. Manufacturing Process Technology for MOS VLSI ; 7. Facilities for VLSI Circuit Fabrication ; 8. MOS VLSI Circuit Technology ; 9. Bipolar VLSI Circuit Technology ; 10. CMOS VLSI Technology ; 11. New Directions in Microprocessors ; 12. VLSI Random Access Memories ; 13. VLSI Electrically Erasable Programmable Read only Memory ; 14. Electrical Transport Properties of Silicon ; 15. VLSI Silicon Material Criteria ; 16. Characterization of Bulk Silicon Materials ; 17. Growth of Epitaxial Films for VLSI Applications ; 18. Epitaxial Silicon : Material Characterization ; 19. Resist Technology in VLSI Device Processing ; 20. Electron Beam Lithography ; 21. X-Ray Lithography ; 22. Oxides for VLSI ; 23. Nitrides for VLSI ; 24. Silcides ; 25. Metalization for VLSI ; 26. Application of Ion Implantation in VLSI ; 27. Plasma Processing for VLSI ; 28. Silicon on Insulator for VLSI Applications ; 29. Testing of VLSI Parameters ; 30. VLSI Testing from Design through Production ; 31. VLSI Failure Analysis ; 32. Radiation Effects and Radiation Hardening of VLSI Circuits ; 33. VLSI Imagers ; 34. Noise in VLSI ; 35. Limits to Performance of VLSI Circuits ; 36. Superconducting Integrated Circuits ; 37. GaAs Digital Integrated Circuit Technology ; 38. VLSI in Personal Computers ; 39. VLSI in the Design of Large Computers ; 40. Electronic Warfare Applications of VLSI ; 41. VLSI in Encryption Applications ; 42. Application of VLSI to Radar Systems ; 43. Medical Applications of VLSI Circuits ; 44. Cardiac Paces Systems ; 45. VLSI in a Complex Medical Instrument ; 46. Impact of VLSI on Speech Processing ; 47. Application of VLSI to Pattern Recognition and Image Processing ; 48. VLSI Approach to FM Detection ; 49. VLSI Impact on Modern Design and Performance ; 50. Impact of VLSI on Distributed Communications ; 51. Applications of VLSI to the Automobile ; 52. How to Protect VLSI Intellectual Property. A list of acronyms and a comprehensive index supplement the content.

The handbook has some important distinctive features : each chapter is rather independent and self-contended ; a great number of experts (74) have contributed ; the book is a comprehensive one-step reference ; also higly synthetic, it offers a large ammount of data ; it offers non-trivial guidelines to the user of VLSI circuits.

The handbook addresses both basic and applied researchers in the fields of design, of materials and processes for VLSI and of systems using VLSI. It is a valuable reference for all engineers in electronics and computers, as well as for the students in these fields. Physicists and chemists involved in the electronic technology are also interested. In conclusion, this handbook is devoted to a large audience and fits the need of all technical libraries.

Horia Teodorescu

HORSTMANN P. W., AGARWAL P. (Eds.), *1987 I.E.E.E. International Conference on Computer Design: VLSI in Computers and Processors — I.C.C.D. '87.* Computer Society Press of the I.E.E.E., Washington, 1987, XIX + 694 pp.

This volume is a collection of papers presented at the I.C.C.D.'87, held in October 5—8, 1987, at New York (U.S.A.). The Conference was devoted to VLSI in Computers and Processors.

The over 145 papers which make up this volume thus cover a rather broad spectrum of topics, with varying degrees of mathematical rigour. Some do rely heavily on past work by the author(s), others introduce new concepts or techniques and are self-contained. Every researcher (advanced or at the graduate student level) who is intersted in four important facets of VLSI design, namely: architecture, computer-aided design and test, and technology, will find something in this volume to his/her liking and taste.

In such a brief review of an edited volume it is not possible to go into the specifics of the problems dealt with in each paper. Instead, I will close this review with the titles of some sessions, most of which are quite descriptive of their contents:

Architecture: algorithms for VLSI implementation, multiprocessors, computer design ranging from high performance microprocessors to super computers, architectures for signal and image processing, high-level architectures using Artificial Intelligence as well as detalied architectures of functional units.

CAD: synthesis, physical design including floor planning, placement and routing, object oriented technique for CAD, symbolic layout generation, and performance optimization and simulation.

Design and Test: test generation, design for testability. built-in-self-test in practice, new VLSI design approaches, design of self-timed systems, arithmetic components, reliable systems, design of 32-bit microprocessor systems.

Technology: superconductivity, system packaging issues, technology integration, storage technology for the 90's, material aspects of VLSI technology.

Finally, this book deserves a place in any good technical library because it shows the state-of-the-art in VSLI research field.

Adrian Adăscăliţei

EL-KAREH BADIH, BOMBARD J. RICHARD, *Introduction to VLSI Silicon Devices; Physics, Technology and Characterization.* Kluwer Academic Publishers, Boston, Dordrecht, Lancaster, 1986, XIX + 569 pp.

It is a pleasure to review this book. The choice of topics is very good. The depth of treatment clearly indicates the appropiateness of the title. I would highly recommend it for new engineers in the field of semiconductors, as well as an introductory course in semiconductors in universities, colleges and technical institutes.

Chapter 1, on the properties of the silicon crystal, makes for enjoyable reading. Chapter 2 details the description of real *pn* junctions. Chapter 3, on bipolar-transistor theory, is pedagogical and well treated. Chapter 4, on the metal-insulator-silicon structure, is very useful. Chapter 5, on surface effects on *pn* junctions, is very practical. The presentation in Chapter 6 to insulated gate-field-effect-transistor is sufficiently up-to-date, so that students can start directly consulting current literature.

Chapter-by-chapter references are reasonably current for a text-book.

Adrian Adăscăliţei

GLASSER A. LANCE, DOBBERPUHL W. DANIEL, *The Design and Analysis of VLSI Circuits.* Addison-Wesley, VLSI Systems Series, Reading MA, 1985, X + 473 pp.

„The purpose of this text is to bring the reader to the next level of sophistication beyond that offered by introductory VLSI design books". This quote from p. VII is the real message of this book.

In 473 pages, circuit forms and methodologies, MOS device electronics, processing, the logic abstraction, circuit techniques, clocks and communication, circuit techniques for array structures, the microarchitecture of VLSI systems are blended to provide real life examples of what future has in stock. And the examples are nMOS Processes and CMOS Processes.

The textbook starts with an in-depth, but down-to-the ground treatment of a number of nMOS and CMOS circuit design methodologies exemplified by the SPICE 2 (Circuit Simulation Program).

Chapters 2...5 emphasize traditional „electrical engineering" issues, while Chapters 6...8 are oriented more toward „computer science". The two parts together provide the entire spectrum from theory to practice.

In Part I the physics of MOS devices and interconnect is developped ; a suite of integrated circuit fabrication techniques are presented ; analog MOS transistor as a basis in constructing reliable digital systems and the inverter (archetypical logic element) are discussed.

In Part II the optimization of large fan-out and fan-in circuits, clock dricers, input protection devices, and so forth are presented ; large arrays and clocking methodologies are examined ; systolic arrays are discussed ; the microprocessor is used as the archetypical VLSI logic chip.

The authors probably edited the book everyone was waiting for. It is a stimulating book from stimulating series. It does provide the reader with a wealth of knowledge and the tools. I hope that alternative approaches will be equally sanctified in the same series.

Adrian Adăscăliței

ZAHND J., *Machines séquentielles*. Presses polytechniques romandes, Lausanne ; Dunod, Paris, 1987, X+267 pp.

Ce livre fait partie du Traité d'Électricité, d'Électronique et d'Électrotechnique, publié sous la direction de Jacques Neirynck et sous l'égide de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne.

Le contenu de ce volume correspond à ce qui se trouve dans la littérature de langue anglaise sous le titre de théorie des automates finis.

Les systèmes considérés dans ce livre sont les systèmes discrets, qui constituent une généralisation de la classe des systèmes logiques, dont les variables d'entrée et de sortie ont un nombre de valeurs fini quelconque. Un signal d'entrée ou de sortie est alors une suite de valeurs représentée par une suite de symboles, qu'on appelle une séquence. La fonction la plus générale d'un système discret est d'associer à toute séquence d'entrée une ou plusieures séquences de sortie. Un modèle abstrait se développe, où le système n'est plus considéré qu'une transformation, au sens mathématique, de séquences d'entrée en séquences de sortie, denommée „machine". La notion de machine ainsi définie est très générale et comprend un nombre de cas particuliers qui ne sont pas étudiés dans ce livre (par exemple, la compilation des langages de programmation) compte tenu que l'auteur s'adresse à l'ingénieur électricien. Par conséquence, l'auteur s'est limité aux types de transformations de séquences qui sont réalisables, moyennant un codage binaire approprié, par les systèmes logiques étudiés dans le volume V du Traité d'Électricité, *Analyse et synthèse des systèmes logiques* par D. Mange.

Le premier chapitre contient un rappel des notions élémentaires de la théorie des ensembles, qui constitue le langage mathématique utilisé dans le livre. Dans le chapitre 2 on introduit les machines combinatoires, les machines séquentielles, la machine de Moore et la machine de Mealy, sous leur forme générale, non-déterministe. Le chapitre 3 est consacré au machines binaires. On y étudie divers modes de représentation qui viennent s'ajouter à ceux du volume V. Ce sont les systèmes d'équations de récurrence booléennes, dont une classe particulière peut être avantageusement notée sous la forme de graphes, appelés graphes de récurrence booléens. Parmi ceux-ci, les graphes dits réceptifs correspondent à certains modes de représentation proposés récemment pour formaliser le cahier des charges des automatismes logiques. Le chapitre 4 s'occupe de l'emploi des expressions régulières pour la spécification d'une transformation de séquences générales (binaires ou non). On y donne les bases de la théorie des langages réguliers et de leur relation avec les automates finis, puis on applique

cette théorie à la spécification des machines, d'une manière qui renferme le cas des spécifications incomplètes, généralement négligé dans la littérature. Dans le chapitre 5 on étudie d'une façon approfondie l'opération de réduction d'une table d'états. Le problème est posé en termes généraux, à savoir la réduction d'une machine de Mealy non-déterministe. Certaines méthodes pratiques ne sont données que pour les cas particuliers plus usuels, pour lesquels, seulement, de bons algorithmes sont connus actuellement. Le dernier chapitre (6) est consacré à certaines formes de décomposition des machines séquentielles, en relation avec le problème du codage des états d'une table d'états. Le problème est traité sous sa forme la plus générale : machines non-déterministes, décompositions liées à des recouvrements.

Le livre propose aux ingénieurs, enseignants et étudiants en électricité et en électronique, plusieurs méthodes de synthèse des systèmes logiques séquentiels.. On y trouve beaucoup d'exercices, ce qui est très utile pour les lecteurs étudiants.

En conclusion, il s'agit d'un livre qui devrait intéresser un large public scientifique.

Emanuel Savin

HOLDWORTH BRIAN, *Microprocessor Engineering.* Butterworths, London, 1987, 340 pp.

The nowadays development in all fields of industry shows the sharp tendency towards using microprocessors. The microcircuits, the home computers, are more and more used be an increasing number of people. The book, an undergraduate text, is useful to students in Electronic or Computer Engineering. Also, it may be useful to engineers and physicists who develop projects with microprocessors. The book is written so that the understanding of various aspects of microprocessors and generally of computing does not require any great mathematical ability or a deep knowledge of electronic engineering. Therefore, electronic hobbyists reading this book, may get a new understanding of computer world.

The two main aspects of microprocessors (hardware and software) are discussed in the text. The first chapters outline some aspects of digital techniques, required by a better understanding of the hardware. Chapter 1 deals with the numerical data in a computer. There are presented the number systems and the arithmetic operations in different forms : unsigned arithmetic, signed arithmetic, BCD arithmetic. This is the support for understanding the arithmetic instructions of a microprocessor. Chapter 2 deals with the gates and flip-flops and then with MSI chips (registers, multiplexers, encoders). There are introduced some important elements for the microprocessor systems : tri-state gates, data transfer operations, parity generation and checking, arithmetic/logic unit. The various memory devices (ROM and RWM) are discussed in the third chapter. Besides some aspects of technology, it is important for a user to know about memory timing and memory addressing techniques, which are presented too. As a final chapter of this group, Chapter 4 deals with microprocessor architecture. After the general elements such as bus system, internal registers, arithmetic/logic unit, the author gives us a complete description of the Intel 8085A microprocessor. As a example of microcomputing kit SDK 85 is presented. Other microprocessors (Intel 8080A, Zilog Z80, Motorola 6800) are briefly mentioned.

The next group of three chapters is concerned with the software of microprocessors. Chapter 5 deals with instructions of the 8085 set. For their understanding the adressing modes are also discussed. Chapter 6, presenting other microprocessor instructions (JUMP, PUSH, POP, CALL), introduces the basic programming structures : DO-WHILE, DO-UNTIL, IF-THEN/ELSE. The use of subroutines is shown too. Short programs exemplify these problems. Some assembly language aspects are dealt with in the early part of Chapter 5 while the latter half of this chapter deals with some other software aids like generalation of time delays or subroutine dinkage. More powerful software tools are briefly introduced (macros, compilers, operating systems, etc).

The last three chapters are important for an engineer who has to interconnect a microprocessor to various processes. The problems of parallel I/0 oper-

ations are first discussed in Chapter 8. As an example of peripheral interface the 8255 chip is explained. Then, Chapter 8 deals with serial I/O operations. Concerning the relationship of the microprocessor with the outside world, two main elements are discussed in Chapter 9 : interrupts and DMA. The exemplification is maid with the 8085 interrupts and the 8257 DMA controller. Finally, Chapter 10 deals with D/A and A/D converters and their specific problems.

Each chapter contains some problems useful for students. The Intel 8085 Instruction set is given too. The book creates a complete image about 8-bit microprocessors.

Doru Pănescu

HOLDSWORTH BRIAN, *Digital Logic Design*. Butterworths, London, 1987, 448 pp.

The book, a second edition extensively revised, is an undergraduate text. The work is divided into 14 chapters. The first three of these chapters cover the introductory work necessary for solving the combinational problems presented in Chapter 4. Chapter 1 outlines the essential laws of Boolean algebra and Chapter 2 extends this work to Karnaugh-map plotting techniques and the Quine-Mc Cluskey tabular simplification of Boolean functions. Chapter 3 is devoted to NAND and NOR logic. Most present day SSI based circuits are designed with NAND and NOR gates rather than AND, OR and NOT gates, and this chapter deals with the implementation of Boolean functions using these types of gates. The final chapter of the section (Chapter 4) examines and solves a number of commonly accurring combinational problems : half- and full adder, full substractor, comparators, etc.

The next five chapters are concerned with sequential circuit design. Chapter 5 presents the properties and develops the characteristic equations of a number of different types of flip-flop (T, SR, JK, D, edge-triggered). Chapters 6 and 7 deal with the design of synchronous and asynchronous counters using either discrete flip-flops or shift registers. In Chapter 8, a synchronous sequential circuit is analysed and a design procedure is developed. Chapter 9 is devoted to the design and implementation of event-driven logic circuits using the NAND sequential equation.

Chapter 10 examines the properties of a number of MSI circuits (multiplexers, decoders and demultiplexer, ROMs and PLAs) and shows how they can be used in combinational and sequential circuit design.

Chapter 12 looks at the production of static and dynamic hazards in combinational circuits and essential hazards in sequential circuits.

The three new areas of work included in the second edition are : the design of arithmetic circuits (Chapter 11), the diagnostic testing of logic circuits (Chapter 13) and coding systems for error control (Chapter 14).

Problems and solutions are included as well as a comprehensive index.

Corneliu Huțanu

CORBETT A. WILLIAM (Ed.), *Medical Applications of Microcomputers*. John Wiley a. Sons, Chichester, New York, Brisbane, Toronto, Singapore, 1987, XI + 201 pp.

This volume, a „Wiley Medical Publication", bounded in hansome covers and having an overall appealing design, is intended to present some of the new applications of the microcomputers in the field of medicine. It is the kind of book each reader involved in medical informatics and medicine is waiting for up-to-date his or her knowledge in this fast evolving field. The value of the book is due not only to the new applications described, but also to the fact that each chapter is written by an expert in the field, each author offering a pertinent outlook of the topic he deals with.

The volume is devided in ten chapters with the following topics : 1. Surgical Audit. (by W. A. Corbett, M. J. Taylor) ; 2. Admission Summaries using a Microcomputer (by P. Coleridge-Smith) ; 3. Computer Aided Learing (by M.C.A. Puntis) ; 4. Microcomputer Simulations (by P. R. Edwards) ; 5. Computerised Prescribing (by R. Tallis) ; 6. Outcome after Severe Head Injury —

the Glasgow Model (by P. Barlow, L. Murrya, G. Teasdale); 7. Bedside-Measurement of Lung Water (by M. J. Taylor, W. A. Corbett); 8. The Electrochemical Sensor (by Elizabeth A. H. Hall); 9. Computer Assisted Measurement of Colonic Blood Flow (by R. M. Kernohan, J. S. G. Murphy, S. R. Shaw, T. G. Parks); 10. Doppler Waveform Analysis (by P. L. Harris, T. How). The introduction is written by the Editor. A comprehensive index ends the volume. Each chapter is ended by a list of references (some of the list including a very large number of references), and some of the chapters include also a „trade directory" to help the users.

One could devide the topics of the chapters in four main areas: data handling, computer aided learning, decision processes, and investigations, as performed with the aid of computers. It is a merit of the editor that in such a short volume he succeded to illustrate all the major aspects of using microcomputers in medicine.

The style of all the chapters is clear and a logical development of the topics is observed. It is a serious advantage for the reader that all the chapters have a similar format and a similar style — a feature only seldom encountered to books written by many authors. The printing is of good quality and all the figures are explicitly drawn.

This volume is intended to have a very large audience, and surely it will become a basical reference in the field. Physicians, computer scientists and students in the related fields are interested to read it. So, any academic or hospital-based library is motivated to acquire this book.

Horia Teodorescu

* * * *PESC'86 Record. 17th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference* 1972. IEEE Services Center, New York, 1986, 695 pp.

In the first section particularly valuable works reffering to the New Power Semiconductor Devices are published.

In the second section works that treat problems of Modelling Simulation and Analysis in power converters domains are presented.

An important section is destined to the presentation of some High Power Converters, namely: reactive power variable-speed converter-fed drives, harmonic current compensator and active filter for reactive power and harmonics compensation.

A particularly significance for the specialists in Power Electronics have the works reffering to Induction Motor Drives and Motor Central Techniques pointing out some new applications for PWM method.

Intended primarly for researchers, engineers and undergraduate students, the PESC '86 Record is divided into major sections.

Thus, we remark the high theoretic level of works as well as the very good performances of the experimental results.

We recommend this volume as being necessary to any physical library, research institute and technical university.

D. Alexa

ROMBAUT C., SÉGUIER G., BAUSIÈRE R., *Power Electronic Converters.* North Oxford Academic Publishers Ltd., London, 1987, 359 pp.

The second in a series of four books covering all aspects of power electronics conversion, this volume deals with a.c./a.c. converters; it concentrates on naturally commutated direct converters, i.e. those without intermediate energy storage.

Intended primarily for advanced undergraduate students, researchers and engineers, the second volume is divided into three major sections.

The first section deals with a.c. voltage controllers, and the second with cycloconverters. In each section, the operating principles are carefully explained and practical problems of implementation and recommandations for solving problems on circuit configurations of greatest industrial significance are also discussed.

D. Alexa

SHEBLÉ B. GERALD (ed.), *Reactive Power: Basics, Problems and Solutions*. IEEE Tutorial Course, Service Center, New York, 1988, 130 pp.

The VAR Management Working Group of the System Control Subcommittee (Power System Engineering Committee) was formed in 1985 to address the overall requirements for reactive management. It is significant the fact that the above mentioned group approached this complex problem through papers concerning basic concepts, voltage/ VAR survey, design solutions and operation considerations, optimization techniques, etc. An important space is devoted to transient and dynamic analysis and control (M. Ilic-Spong, J. Zaborski). At the end an actualized bibliography (1948—1987) containing 295 references is presented.

The present book distinguishes through the systematic approach and through the high level of presenting the subjects. To this success has also contributed the fact that the authors are well known specialists in their domains of research.

The book is useful and recommended to all those having contact with reactive power management.

Gh. Cârţină

AGUET M., IANOZ M., *Haute tension*. Dunod, Paris ; Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1987, X + 488 pp.

Ce livre représente le XXII-ème volume, le dernier, du *Traité d'Électricité, d'Electronique et d'Électrotechnique* publié sous la direction de Jacques Neirynck et sous l'égide de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne.

Le volume est destine aux personnes interessées par la recherche, le développement, le contrôle, le choix et l'exploitation des installations électriques à haute tension.

Après une introduction qui définit et passe en revue l'évolution des techniques haute tension (chap. 1 — *Domaines de la Haute Tension)* et après avoir posé les bases phénoménologiques de l'électricité statique (chap. 2 — *Électrostatique)* on suit une ligne directrice qui part de la génération de la haute tension pour aboutir aux isolements aptes à la confiner.

Après avoir étudié les phénomènes transitoires dus à la foudre et aux perturbations électromagnétiques d'origine nucléaire (chap. 3 — *Phénomènes Transitoires en Haute Tension)* et la génération des hautes tensions à l'aide de générateurs à basse (chap. 4 — *Générateurs de Hautes Tensions Temporaires)*, moyenne et haute fréquence (chap. 5 — *Générateurs de Hautes Tension Transitoires)*, on passe aux méthodes de calcul de la propagation des ondes en se limitant aux lignes aériennes et souterraines qui constituent les éléments d'un réseau de haute tension (chap. 6 — *Propagation des Phénomènes Transitoires sur les Lignes)*.

L'approche qui conduit à la prise de conscience des phénomènes à haute tension se fait de deux manières : par la mesure (chap. 7 — *Mesure des Hautes Tensions)* et par le calcul (chap. 8 — *Étude des Champs Électriques)*.

Le but final des études de haute tension étant d'assurer l'isolement électrique des lignes, des câbles et de l'appareillage, le chap. 9 *(Isolants, Isolations, et Systèmes d'Isolation)* présente ce problème.

Dans le dernier chapitre (chap. 10 — *Annexes)* sont groupés les valeurs des tensions nominales et les essais de matériel, distances d'isolement, facteurs de correction, etc.

Em. Furnică

AGUET M., MORF J.-J., *Énergie électrique*. Dunod, Paris ; Presses polytechniques romandes, Lausanne, 1987, X+354 pp.

Cet ouvrage représente le XII-ème volume du *Traité d'Électricité, d'Électronique et d'Électrotechnique* publié sous la direction de Jacques Neirynck et sous l'égide de l'École Polytechnique Fédérale de Lausanne.

Ce volume introduit le lecteur dans le système comprenant la production, le transport, la distribution et l'utilisation de l'énergie électrique. Il contient 9 chapitres.

Le premier chapitre situe le rôle particulier de l'énergie électrique dans l'ensemble des flux d'énergie naturels et domestiques.

Le chapitre 2 définit et permet de calculer les caractéristiques longitudinales et transversales d'une ligne. On y voit notamment que la tension entre deux points éloignés n'a pas de signification et que l'inductance linéique peut fortement dépendre de la fréquence. Les modèles mathématiques d'une ligne doivent être adaptés au problème étudié et seront différents suivant qu'il existe ou non un courant dans le sol et suivant la rapidité du phénomène. Ceci est illustré par les chapitres qui correspondent au fonctionnement triphasé équilibré (chap. 3 — *Modéles des Lignes* et chap. 4 — *Calcul de la Repartition des Puissances)*, aux courts-circuits (chap. 5 — *Calcul des Courants de Court-circuit)* et à la propagation des surtensions (chap. 6 — *Surtensions et Coordination des Isolements).*

Le chapitre 7 est consacré aux techniques de coupure des courants et aux techniques et dispositifs de protection contre les surtensions.

Le chapitre 8 s'occupe du fonctionnement du système dans des circonstances normales et en cas des perturbations.

Dans le chapitre 9 *(Annexes)* sont groupés les tables de conversion, les valeurs usuelles, les normes, les bilans énergétiques et exergétiques.

Em. Furnică

BENSON M., BENSON E., ILSON R., *The BBI Combinatory Dictionary of English; A Guide to Word Combinations.* John Benjamins Publishing Company, Amsterdam, 1986, 286 pp.

As the title clearly indicates, this book contains a welth of information about essential grammatical and lexical recurrent word combinations („collocations").

This book is suited for learners of English who are native speakers of other languages.

The BBI Dictionary is a companion volume to the *Lexicographic Description of English.*

The book is a major contribution and compliments the „speaking and writing perfect english" literature.

Adrian Adăscăliţei

* * * *Digest of Technical Papers, ESSCIRC '87.* Thirteenth European Solid-State Circuits Conference, September 23—25, 1987, Bad Soden, FRG, VDE, Frankfurt/Main a. IEEE Press, New York, 284 pp.

The Thirteenth European Solid-State Circuits Conference have been organised by Informationstechnische Gesellschaft im VDE (ITG) in cooperation with EUREL, IEEE (region 8) and IEE.

The Plenary Session Invited Papers was *Electronic Neural Networks: a New Class of Computing Hardware,* by R. Howard, AT&T Bell Laboratories, USA; *Analog Integrated Circuits with High Dynamic Range,* by W. Sansen, Belgium; *Gigabit per Second; Silicon Bipolar ICs for future Optical-Fibre Transmission Systems,* by H. M. Rein, FRG; *High Performance BICMOS, Technology and its Applications,* by J. Masuda, Japan; *GaAs Digital Cs for Multigigabit Systems,* by M. Rocchi, France and *Integration of Algorithms into Silicon,* by R. Jain, USA.

The regular papers are divided into 14 sections: Special Digital Functions, Filters, Memories, GaAs logic, A/D & D/A Converters, Telecom I & II, Analog Circuits, Oscillators, Video Circuits, CAD-Tools, FET&HBT Circuits, CAD Methodology and TEST, and Special Analog Functions. A section contains 4 ... 6 papers, 4 pages, including figures, each.

The 59 regular paper presented confirm the quasi-completely movement of Solid-State European research work in the MOS devices domain.

Dan Ştiurcă

TEHNOTON

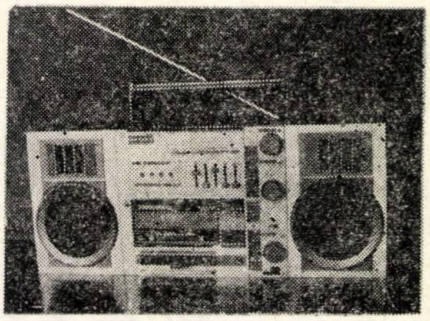
STATE ENTREPRISE FOR CONSUMER
RADIOTECHNICAL PRODUCTS AND PROFESSIONAL
RADIO-COMMUNICATION EQUIPMENT

43 ŢUŢORA STREET : TEL. 981/35660 : TELEX 022272 – IAŞI – ROMANIA

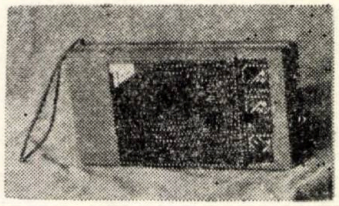
makes and delivers :

- wireless sets ;
- musical lines ;
- proffessional equipments for naval radio communication ;
- equipments for the close circuit television ;
- electronic components.

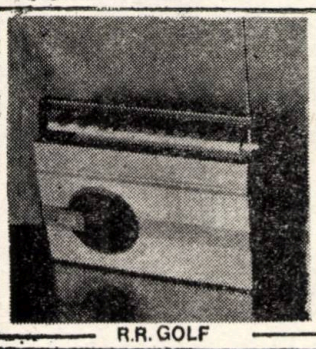
The same, TEHNOTON makes : small portable radios, stereo stationary radios and anothers musical liners (radio + pick-up) ; electronic games – for all tastes from everywhere.



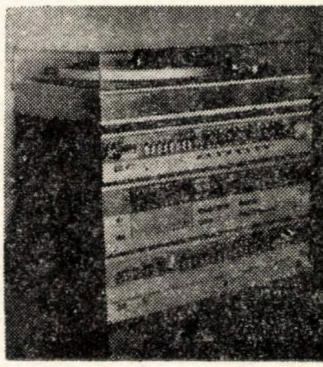
R.C. 2770



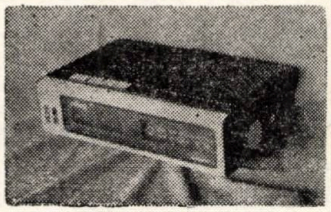
R.R. TERRA



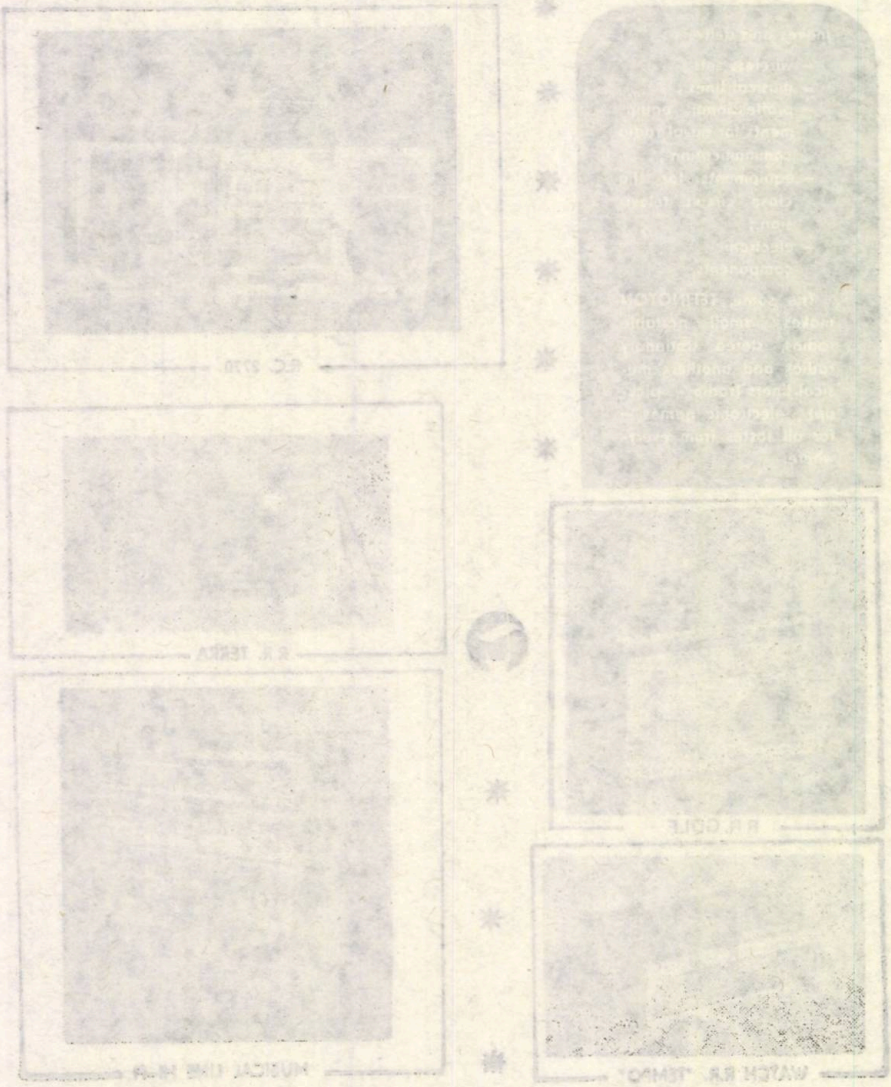
R.R. GOLF



MUSICAL LINE HI-FI



WATCH R.R. "TEMPO"



Tiparul executat sub cd. nr. 36
la Întreprinderea poligrafică Iaşi
strada 7 Noiembrie nr. 49

ORSZÁGOS MŰSZAKI INFORMÁCIÓS KÖNYVTÁR ÉS KÖNYVTÁR 1883

62

40822